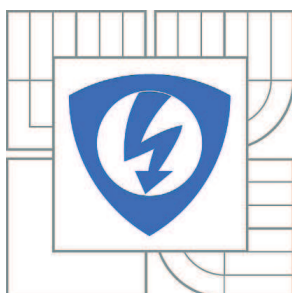


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

NETRADIČNÍ METODY KOREKCE VLIVU ODPORU PŘÍVODNÍCH VODIČŮ

NONTRADITIONAL METHODS FOR CORRECTION OF LEADING WIRES RESISTANCE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

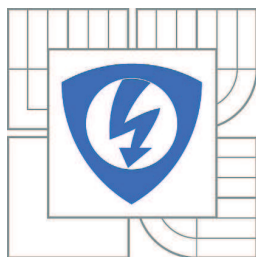
PETR DRAHOKOUPIL

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. PETR BENEŠ, Ph.D.

BRNO 2011



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Automatizační a měřicí technika

Student: Petr Drahokoupil

ID: 106412

Ročník: 3

Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Netradiční metody korekce vlivu odporu přírodních vodičů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s problematikou korekce vlivu odporu přírodních vodičů u odporových snímačů. Vypracujte přehled metod a vybrané metody prakticky ověřte. Zaměřte se zejména na řešení popsané v literatuře pod názvem Andersonova smyčka a smyčka s proudovým převodníkem.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle vlastního literárního průzkumu a doporučení vedoucího práce.

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 30.5.2011

Vedoucí práce: doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.

prof. Ing. Pavel Jura, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá problematikou eliminace vlivu odporu přírodních vodičů. Tento negativní vliv se projevuje zejména při měření teploty pomocí odporových snímačů. Práce nejprve rozebírá základní používané metody a způsob, kterým omezují vliv. Poté se zabývá méně tradičními metodami a jejich principy. V práci je podrobně popsán praktický návrh smyčky s uzemněnou zátěží, který je použit pro kompenzaci vlivu přírodních vodičů. Součástí práce je i simulace této smyčky a porovnání výsledků s praktickým měřením.

Klíčová slova

Odpor, přírodní vodiče, smyčka s uzemněnou zátěží, Andersonova smyčka, vliv teploty, odporové teplotní snímače

Abstract

This bachelor's thesis deals with the question of elimination leading wires resistances. This negative effect is major issue in temperature measurement when using resistive sensor. Work analyse basic methods and their principle of compensation negative effect . Then it covers nontraditional methods and their principle. There is a scheme of current loop described in detail in this work, which is being used to eliminate leading wires resistances. Part of the work is a simulation of this loop and comparison with measurement.

Keywords

Resistance, leading wires, loop using resistive sensor as grounded load, Anderson loop, temperature influence, resistance temperature sensors

Bibliografická citace:

DRAHOKOUPIL, P. *Netradiční metody korekce vlivu odporu přívodních vodičů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 48 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Netradiční metody korekce vlivu odporu přírodních vodičů“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: **27. května 2011**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Petru Benešovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: **27. května 2011**

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod	11
2	Odporové snímače.....	12
3	Tradiční metody korekce vlivu odporu přírodních vodičů	14
3.1	Vícevodičová zapojení	14
3.2	Můstkové metody	15
3.2.1	Wheatstoneův můstek.....	15
3.3	Metoda kompenzačního senzoru [9].....	16
3.4	Linearizační metody	17
3.4.1	Analogová linearizace	17
3.4.2	Linearizace založená na korekční tabulce	18
3.4.3	Linearizace založená na lineární interpolaci po částech.....	18
3.4.4	Linearizace můstkového zapojení s jedním měřicím prvkem	19
3.4.5	Linearizace můstkového zapojení se dvěma měřicími prvky	21
4	Smyčka s uzemněnou zátěží	23
4.1	Teoretický rozbor	23
4.2	Simulace	25
4.3	NÁVRH ZDROJE	30
4.4	VÝSTUPNÍ ČLEN	32
4.5	PRAKTICKÉ MĚŘENÍ	32
4.5.1	Měření 10. 11. 2009	34
4.5.2	Měření 25. 11. 2009	35
4.5.3	Měření 2. 12. 2009	37
4.5.4	Měření 15. 4. 2010	38
4.5.5	Měření s pomocí platinového odporového snímače	38
4.5.6	Výsledky měření	41
5	ANDERSENOVA SMYČKA.....	42
5.1	Topologie Andersenovy smyčky	43
5.2	Výhody Andersonovy smyčky	44
5.2.1	Vodiče a konektory	44
5.2.2	Snímače	44
5.2.3	Snížený budící proud.....	45
5.2.4	Oddělení stejnosměrného proudu	45
5.3	Nevýhody Andersenovy smyčky	45
5.3.1	Šum.....	45
5.3.2	Cena.....	46
6	Závěr	47

Seznam obrázků

3.1	Čtyřvodičové zapojení platinového odporového snímače	14
3.2	Šestivodičové zapojení tenzometrického můstku	15
3.3	Schematické zapojení Wheatstoneova můstku	16
3.4	Metoda kompenzačního senzoru	17
3.5	Analogová linearizace.....	18
3.6	Linearizace pomocí tabulky	18
3.7	Lineární interpolace po částech	19
3.8	Můstkové zapojení s jedním měřicím prvkem – metoda 1	19
3.9	Můstkové zapojení s jedním měřicím prvkem – metoda 2	20
3.10	Můstkové zapojení se dvěma měřicími prvky – metoda 1	21
3.11	Můstkové zapojení se dvěma měřicími prvky – metoda 2	22
4.1	Schematické zapojení smyčky s uzemněnou zátěží.....	24
4.2	Závislost změny střední hodnoty výstupu na procentuální změně odporu R_1	27
4.3	Závislost změny střední hodnoty výstupu na procentuální změně odporu R_2	27
4.4	Závislost změny střední hodnoty výstupu na procentuální změně odporu R_4	28
4.5	Závislost změny střední hodnoty výstupu na změně offsetu OZ.....	29
4.6	Schematické zapojení zdroje	31
4.7	Blokové zapojení měření bez realizovaného zdroje	33
4.8	Blokové zapojení měření s realizovaným zdrojem.....	34
4.9	Závislost změny R_s na $U_{ostř}$ ze dne 10. 11. 2009	35
4.10	Závislost změny R_s na $U_{ostř}$ ze dne 25. 11. 2009.....	36
4.11	Závislost změny R_s na $U_{ostř}$ ze dne 25. 11.	38
4.12	Rozdíl naměřených a teoretických hodnot na platinovém odporovém snímači	40
4.13	Závislost změny U_{avg} na změně teploty na platinovém odporovém snímači.....	40
5.1	Schéma Andersenovy smyčky	42
5.2	Vnitřní schéma Andersenovy smyčky	43

Seznam tabulek

4.1 Střední hodnota výstupního napětí	25
4.2 Závislost změny střední hodnoty výstupu na změně platinového odporového snímače	25
4.3 Závislost změny střední hodnoty výstupu na změně jednotlivých odporů ve smyčce s uzemněnou zátěží	26
4.4 Závislost změny střední hodnoty výstupu na změně offsetu OZ.....	28
4.5 Závislost změny střední hodnoty výstupu na změně odporu přívodních vodičů....	29
4.6 Závislost změny střední hodnoty výstupu na změně teploty na diodách.....	30
4.7 Přístroje použité při praktickém měření smyčky s uzemněnou zátěží.....	32
4.8 Naměřené a vypočtené hodnoty 10. 11. 2009.....	34
4.9 Naměřené a vypočtené hodnoty 25. 11. 2009.....	36
4.10 Naměřená a vypočtené hodnoty 2. 12. 2009.....	37
4.11 Naměřená a vypočtené hodnoty 15. 4. 2010.....	38
4.12 Naměřené a vypočtené hodnoty pro platinové odporové snímače	39

Seznam použitých značek a symbolů

Značka	Jednotka	Název
R	Ω	Elektrický odpor
T	$^{\circ}\text{C}$	Teplota
I	A	Elektrický proud
U	V	Elektrické napětí
U_{p-p}	V	Napětí špička - špička
$U_{\text{ostř}}$	V	Střední hodnota napětí
f	Hz	Frekvence
C	F	Kapacita
T	s	Čas
IO	---	Integrovaný obvod
OZ	---	Operační zesilovač
l	m	Délka
S	m^2	Plocha
ρ	$\Omega\text{m}^2\text{m}^{-1}$	Rezistivita

1 ÚVOD

V této práci jsem se zabýval metodami korekce vlivu odporu přírodních vodičů a jejich využitím v praxi. Mým cílem bylo vytvořit přehled standardně využívaných metod. Práce je zejména zaměřena na méně tradiční metody, a to především na smyčku s uzemněnou zátěží a Andersonovu smyčku. Jedním ze záměrů bylo také porovnat jejich výhody, nevýhody, možnosti využití v praxi a cena.

V druhé kapitole jsem zkoumal odporové snímače, jejich princip, nejčastější využití a obvyklé zapojení. V třetí kapitole byl vytvořen přehled klasických metod pro korekci odporu přírodních vodičů. Jednalo se o můstkové metody, vícevodičová zapojení a linearizační zapojení. Princip jednotlivých zapojení jsem vysvětlil na schematických zapojeních, které jsou prezentovány na příslušných obrázcích.

Ve čtvrté části jsem přiblížil problematiku smyčky s uzemněnou zátěží. Byl zde vysvětlen i její princip a také jsem postavil přípravek pro její praktické měření. V programu MultiSim byl vytvořen její model a provedeno několik simulací zaměřených především na to, co se stane v případě, když nemáme ideální součástky. Zkoumal jsem, o kolik procent se změní výstupní napětí celého obvodu. Pro praktický přípravek byl realizován i zdroj a výstupní člen, aby nebylo nutné následné počítání výstupního obdélníkového signálu. Praktické měření bylo prováděno s odporovou dekádou, ale hlavně s reálným teplotním snímačem.

V páté kapitole jsem se věnoval Andersonově smyčce jako poměrně nové metodě pro kompenzaci odporu přírodních vodičů, která byla vyvinuta v laboratořích NASA. Slouží na velmi přesná měření, kde je nutná vysoká kompenzace. Byl popsán princip tohoto zapojení, jeho výhody a nevýhody.

2 ODPOROVÉ SNÍMAČE

Odporové snímače převádějí změnu měřené neelektrické veličiny na změnu odporu. Velice často využívaným zapojením jsou můstková zapojení především pro tenzometry. Tyto snímače se vyznačují svojí jednoduchostí a širokou škálou uplatnění např. pro snímače polohy, deformace (tenzometry), teploty, magnetických veličin, tlaku atd. Podrobněji se nejrozličnějšími snímači zabývá doc. Ing. K. Zehnula CSc. v publikaci snímače neelektrických veličin [8] nebo lze získat základní přehled v některých vysokoškolských skriptech např. Senzory a převodníky [9]. Z důvodu velikosti tématu zde rozeberu dva základní významné zástupce, odporové snímače teploty a snímače mechanického napětí. Snímačům mechanického napětí se říká také snímače deformace kvůli jejich principu. Využívá deformace drátku, kterou mění jeho průměr a délku. Dochází ale i k mikrostrukturálním změnám v materiálu, ty mají vliv na jeho rezistivitu ρ . Nesmějí ovšem nastat nevratné mikrostrukturální změny, které by celý snímač znehodnotily. Odpor drátku v tenzometru je dán vztahem:

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (2.1)$$

Velmi častým způsobem zapojení jsou stejnosměrné můstkové metody využívající plného mostu čtyř tenzometrů. Ty jsou v klidovém stavu vyvážené. Potlačení vlivu odporu přírodních vodičů může být dosaženo pomocí čtyřvodičového zapojení. Dva vodiče pro zdroj proudu a dva pro voltmetr s velkým vstupním odporem. Toto řešení je principálně stejné jako na obr. 3.1 pro odporový snímač teploty. Mezi výhody tohoto zapojení patří čtyřnásobná citlivost oproti čtvrtmůstku. V případě stejných tenzometrů zapojených do můstku, tak aby byly protilehlé tenzometry vystaveny stejné deformaci, se anuluje činitel nelinearity. Pokud jsou stejné tenzometry na stejné teplotě, je nulový vliv teploty. Vliv odporu přívodů k můstku lze potlačit v případě, že použijeme pro napájení proudový zdroj.

Odporové snímače teploty využívají závislosti odporu kovu na teplotě. U kovů odpor s teplotou roste. Tato změna je obvykle nelineární. Nejrozšířenějšími jsou platinové snímače. U nich je nelinearita patrná, ale není natolik významná, jako u dalších kovů. Používá se ale i nikl a měď. Nikl má vysokou citlivost a rychlou odezvu. Jeho nevýhodou je malý rozsah teplot a silná nelinearita. Měď na vzduchu snadno oxiduje, a proto nepatří mezi materiály běžně využívané pro snímače teploty. Pro velmi nízké teploty od 1K se používají slitiny např. platina-kobalt. Platina se dostala na přední místo díky svým výborným vlastnostem. Má vysokou teplotu tání, časově je stálá a je chemicky netečná. Čidla z platiny jsou známá svojí přesností, proto se používají jako etalony pro měření teploty v rozsahu -250°C až 630°C . Jejich nevýhodou je velká citlivost na magnetické pole, zejména při nižších teplotách. Standardně se vyrábí

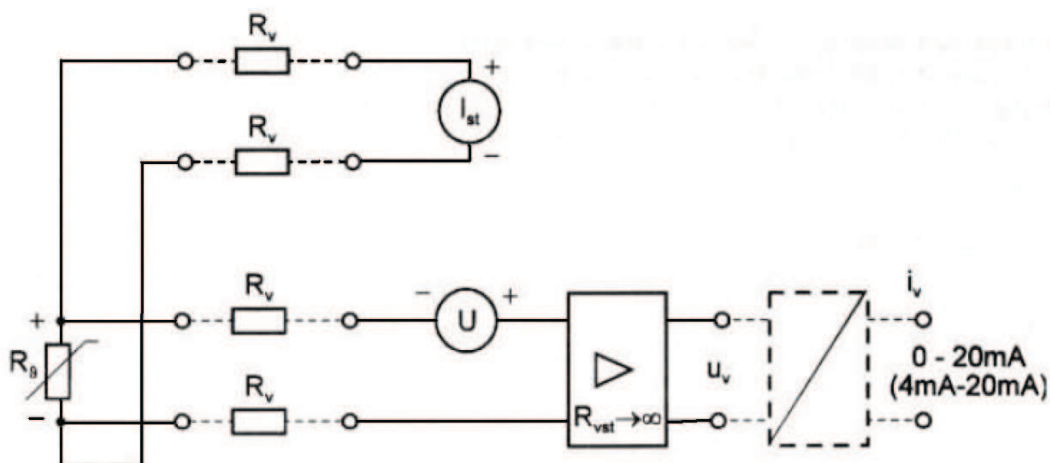
platinové snímače s hodnotou 100Ω značený jako Pt100 vyrábí se ale i 200Ω či 1000Ω . Vyrábí se ve dvou tolerančních třídách A a B. Třída A je přesnější, ale lze ji použít pouze v rozsahu -200°C až 650°C . Třidu B lze využívat až do 850°C . Dvou, tří či čtyřvodičové zapojení se používají pro různě přesná měření. Všechny konstrukční nároky a tolerance lze zjistit v příslušné vyhlášce [7].

3 TRADIČNÍ METODY KOREKCE VLIVU ODPORU PŘÍVODNÍCH VODIČŮ

3.1 Vícevodičová zapojení

Nejčastěji se využívá tří, čtyř popřípadě šestivodičové zapojení. U třívodičového zapojení vzniká stejná chyba měření při větší délce vodičů. Měřicí i porovnávací vodič jsou ze stejných materiálů a vedou stejnými drahami. Dochází tedy ke stejné změně odporu v závislosti na změně tlaku, teploty atd.

To platí i u čtyřvodičového zapojení, ale vzdálenost pro stejnou chybu změření je opět zvýšena. Tří a čtyřvodičové zapojení se používá např. na měření teploty pomocí platinových odporových snímačů nebo na měření mechanického napětí pomocí tenzometrů. Příklad čtyřvodičového zapojení je na obr. 3.1.



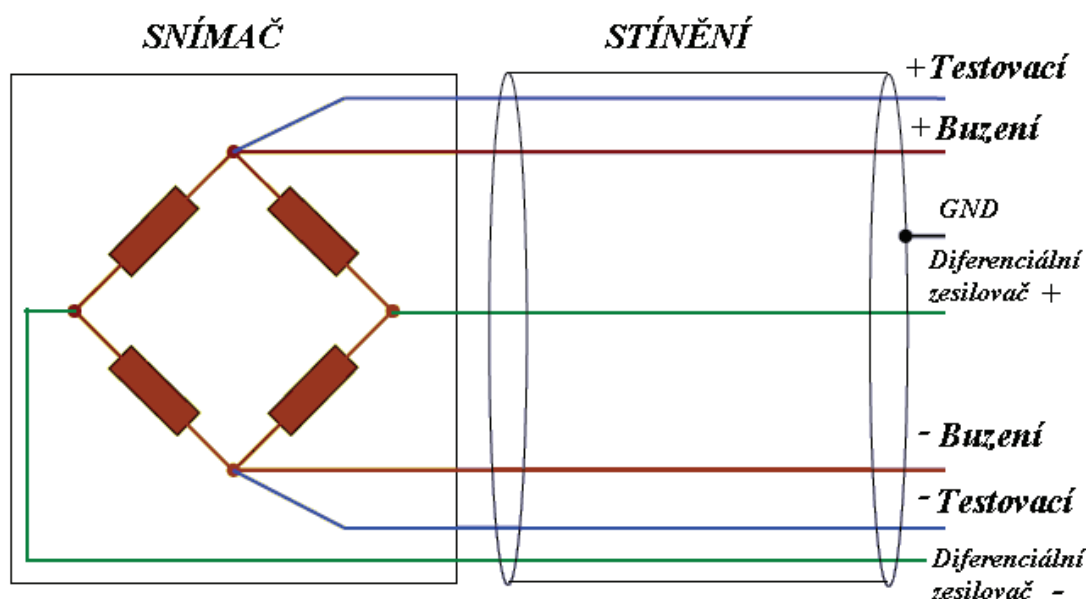
Obrázek 3.1: Čtyřvodičové zapojení platinového odporového snímače [9]

Pomocné napětí U slouží k eliminaci výstupního napětí v počátku např. při 0°C bude výstupní napětí 0V . Lze upravit, aby výchozí hodnota byla jiná. Záleží, jenom na volbě napětí U . Vnitřní odpor zesilovače musí být velký, v ideálním případě se blížit nekonečnu. Prakticky je v desítkách až stovkách $\text{M}\Omega$. I_{st} slouží jako zdroj proudu pro toto zapojení.

Šestivodičové zapojení se používá výhradně pro tenzometrická zapojení. Dva tzv. testovací vodiče jsou pak využity pro korekci délky vedení udržováním stabilní hodnoty napájecího napětí pro můstek. Zapojení s více než šesti vodiči se nevyužívají především kvůli velké hmotnosti, ceně a rozměrům.

V případě, že má snímač pouze čtyři vodiče a elektronika má testovací vstupy, nesmí zůstat nezapojeny. Propojí se na příslušný výstup buzení, jinak hrozí zničení

snímače. Zem se připojuje na stínění vodičů a tak eliminuje vliv šumu okolního prostředí.



Obr 3.2: Šestivodičové zapojení tenzometrického můstku

3.2 Můstkové metody

3.2.1 Wheatstoneův můstek

Jedná se o základní můstek, ze kterého jsou odvozeny všechny ostatní používané můstky. Používá se pro měření malých změn odporu. Můstek je složen ze dvou větví R_1, R_2 a R_3, R_x připojených na stejnosměrný zdroj viz obr. 5.1. Jednotlivé větve se chovají jako děliče napětí. R_x je neznámý odpor, R_1 a R_2 a R_3 je volitelný. Pokud poměr resistencí známé větve (R_1/R_2) je stejný s poměrem neznámé větve (R_3/R_x), potom mezi body A a B je nulový potenciál a neteče multimetrem V_0 žádný proud. Matematicky lze vyjádřit výpočet neznámého R_x takto:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_x} \quad (3.1)$$

Z toho vytkneme neznámý odpor R_x :

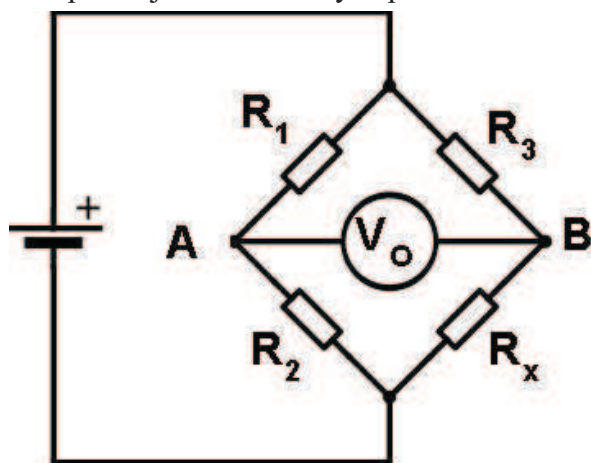
$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1} \quad (3.2)$$

Odpory R mohou být nahrazeny impedancemi Z . V takovém případě zůstává podmínka vyvážení i hledání neznámé Z_x stejné. Wheatstonův můstek lze použít i pro

výchylková měření. Odpor R_x je realizován např. odporovým tenzometrem, odporovým teploměrem atd. Výstupní napětí můstku (mezi body A a B) je pak nelineární funkcí R_x .

Využívá se především pro měření mechanického napětí pomocí tenzometrů. Všechny odpory jsou nahrazeny jednotlivými tenzometry a na základě deformace se mění vyváženost můstku.

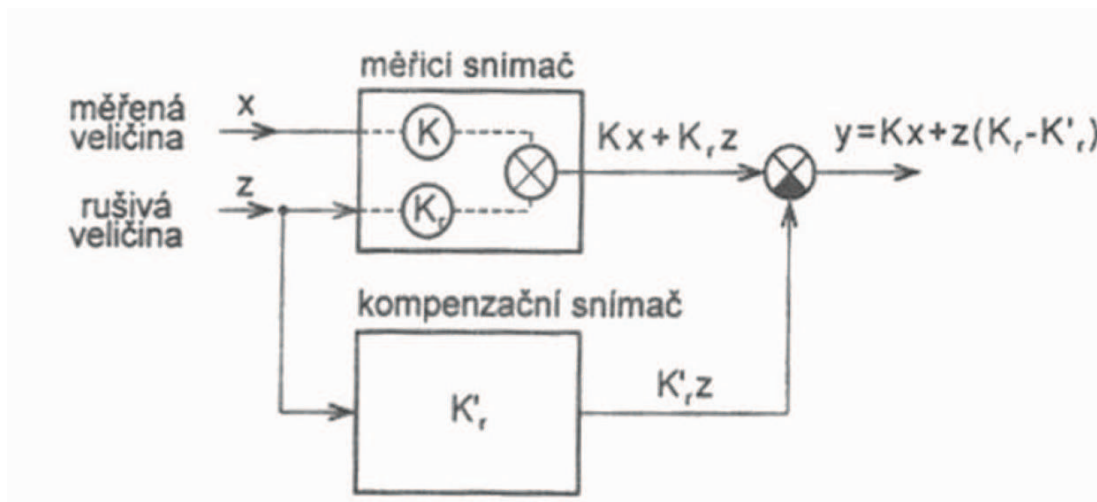
Mezi hlavní nevýhody Wheatstoneova můstku patří především to, že výstupní signál je nelineární funkce jednotlivých změn impedancí. Tento problém se vyskytuje nejen u všech můstkových metod ale i u dalších zapojení, která pomáhají eliminovat odpor přívodních vodičů. Mezi další nevýhody patří zejména to, že polovina signálu z každé změny signálu je utlumena příslušným ramenem mostu. V případě, že pozorujeme najednou více sensorových impedancí, získáme pouze jeden výstup, který je obvykle danou funkcí jednotlivých pozorovaných impedancí. Každá impedance je schopna ovlivnit pouze jeden měřicí výstup.



Obr. 3.3: Schematické zapojení Wheatstoneova můstku [11]

3.3 Metoda kompenzačního senzoru [9]

Tato metoda je použitelná v případě, že je možné realizovat senzor, který převádí rušivé veličiny na měronosnou veličinu. Pak lze kompenzační senzor využít pro korekci výstupu senzoru. V případě lineárních převodních charakteristik měřicího a kompenzačního senzoru spočívá korekce v přičtení korekční hodnoty k výstupu měřicího senzoru dle schématu na obrázku 3.4. Tato metoda kompenzuje aditivní chyby měřicího senzoru. Podmínkou správné funkce je rovnost přenosových konstant K_r a K'_r .



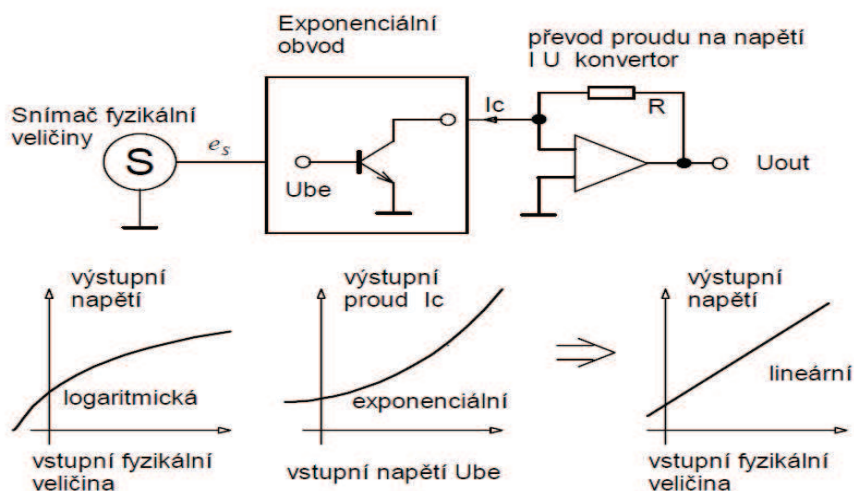
Obr. 3.4: Metoda kompenzačního senzoru [9]

3.4 Linearizační metody

Senzory zpravidla nemají lineární průběh. Výstupní charakteristika senzoru je však dobře definovaná a opakovatelná. Chyby nelinearity rozdělujeme na systematické a náhodné. Systematické lze snadno odstranit s kalibrací senzoru. Jsou to například výstupní charakteristiky odporových senzorů teploty. Náhodné se projevují u každého senzoru odlišným způsobem a je nutné použít obecnější metody aproximace nebo interpolace.

3.4.1 Analogová linearizace

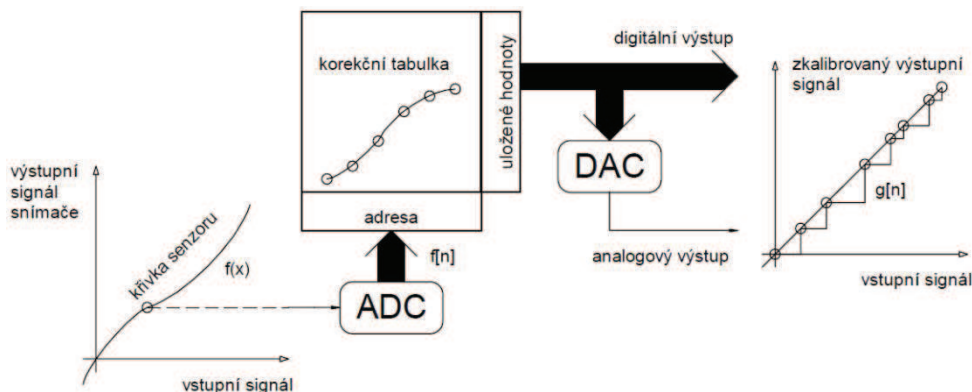
Používá se pouze k eliminaci systematických chyb. Princip je na obrázku 3.5. Pro linearizaci funkce senzoru je potřeba znát funkci inverzní. K realizaci této inverzní funkce se používají zapojení s nelineárními prvky a obvody. S jejich pomocí lze vytvořit potřebnou funkci. Pro potřeby linearizace se využívají zapojení s diodami, tranzistory, feromagnetickými obvody atd. Pomocí těchto prvků co nejvěrněji namodelujeme inverzní funkci. V případě, že se jedná o stejný případ jako na obrázku 3.5, má senzor logaritmickou funkci. Linearizujeme pomocí elektrického obvodu s exponenciálním průběhem. Mezi nevýhody patří teplotní závislost a stabilita parametrů obvodu. Výhodou jsou dobré dynamické vlastnosti.



Obr. 3.5: Analogová linearizace [12]

3.4.2 Linearizace založená na korekční tabulce

Linearizaci přenosu lze vytvořit tak, že inverzní funkci senzoru zadáme do tabulky v paměti mikroprocesoru. Výstupní signál senzoru je převeden do digitální podoby. Ten je pomocí tabulky převeden na lineární průběh a vyslán na výstup. Tam může být opět převeden do analogové podoby pomocí digitálně analogového převodníku. Mezi nevýhody patří vysoké nároky na paměť. Výhodou je vysoká rychlost a možnost linearizace současně s kalibrací snímače.

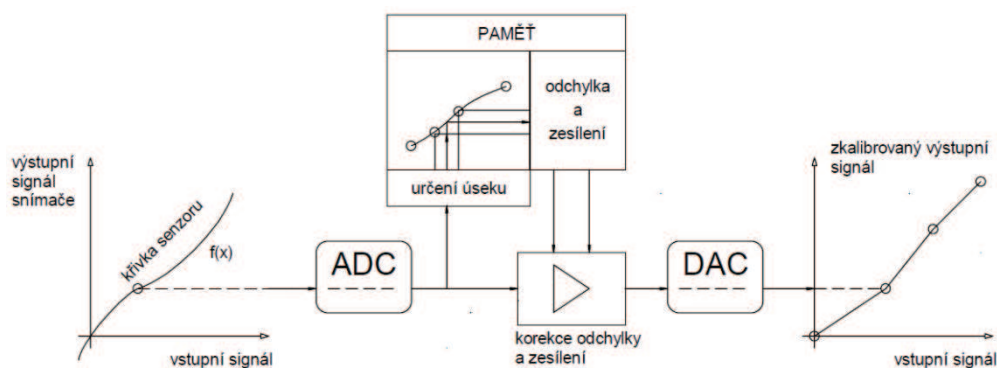


Obr. 3.6: Linearizace pomocí tabulky [12]

3.4.3 Linearizace založená na lineární interpolaci po částech

Princip této metody je založen na rozdělení charakteristiky na části. Jednotlivé části jsou pak interpolovány přímkou, jejíž koeficienty jsou uloženy v paměti. Pro každou měřenou hodnotu je pak vypočten linearizovaný výstup. Výhodou proto je, že oproti

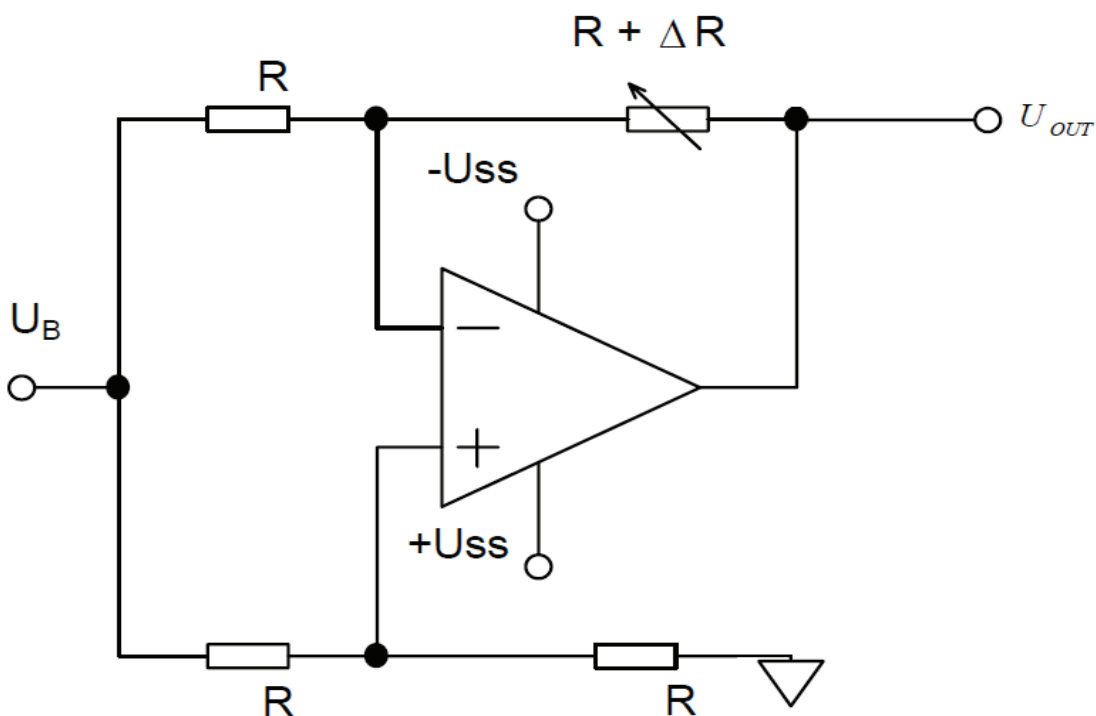
předchozí metodě není potřeba velká tabulka, ale pouze rozsah senzoru a koeficienty lineárních náhrad. Nevýhodou je velký počet částí v případě velké nelinearity.



Obr. 3.7: Lineární interpolace po částech [12]

3.4.4 Linearizace můstkového zapojení s jedním měřicím prvkem

Metoda 1:



Obr. 3.8: Můstkové zapojení s jedním měřicím prvkem – metoda 1 [13]

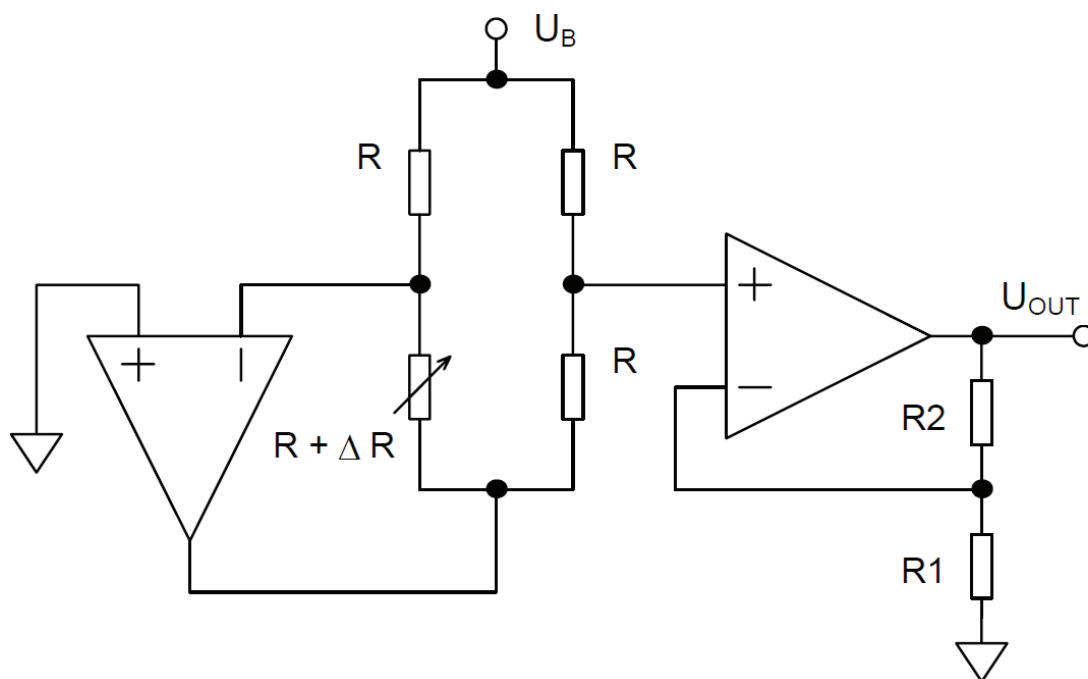
Na obrázku 3.7 je senzor v můstkovém zapojení s operačním zesilovačem. Ten dodává napětí, které je v sérii s měřicím členem. Toto napětí má opačnou polaritu a stejnou velikost jako napětí na měřicím členu a je lineární s ΔR . Operační zesilovač lze také použít jako výstup můstku pro snížení výstupní impedance. Toto zapojení aktivního můstku má lineární charakteristiku i pro velké změny měřicího členu. Z důvodu malého výstupního signálu je obvyklé zesílit výstup dalším zesilovačem. Výstupní napětí můstku můžeme vyjádřit pomocí následujícího vzorce:

$$U_{out} = -U_b \frac{\Delta R}{2R} \quad (3.3)$$

Metoda 2:

Jiná možnost linearizace s jedním měřicím prvkem je na obrázku 3.8. Spodní část můstku tvoří operační zesilovač, který udržuje konstantní proud měřicím prvkem. Výstupní signál je odebírán z pravé větve a zesílen operačním zesilovačem v neinvertujícím zapojení. Lineární výstupní signál ale vyžaduje dva operační zesilovače se symetrickým napájením. Rezistory R_1 a R_2 musí být stejné pro správný výsledek. Výstupní napětí můstku můžeme vyjádřit pomocí následujícího vzorce:

$$U_{out} = \frac{U_b}{2} \frac{\Delta R}{R} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.4)$$



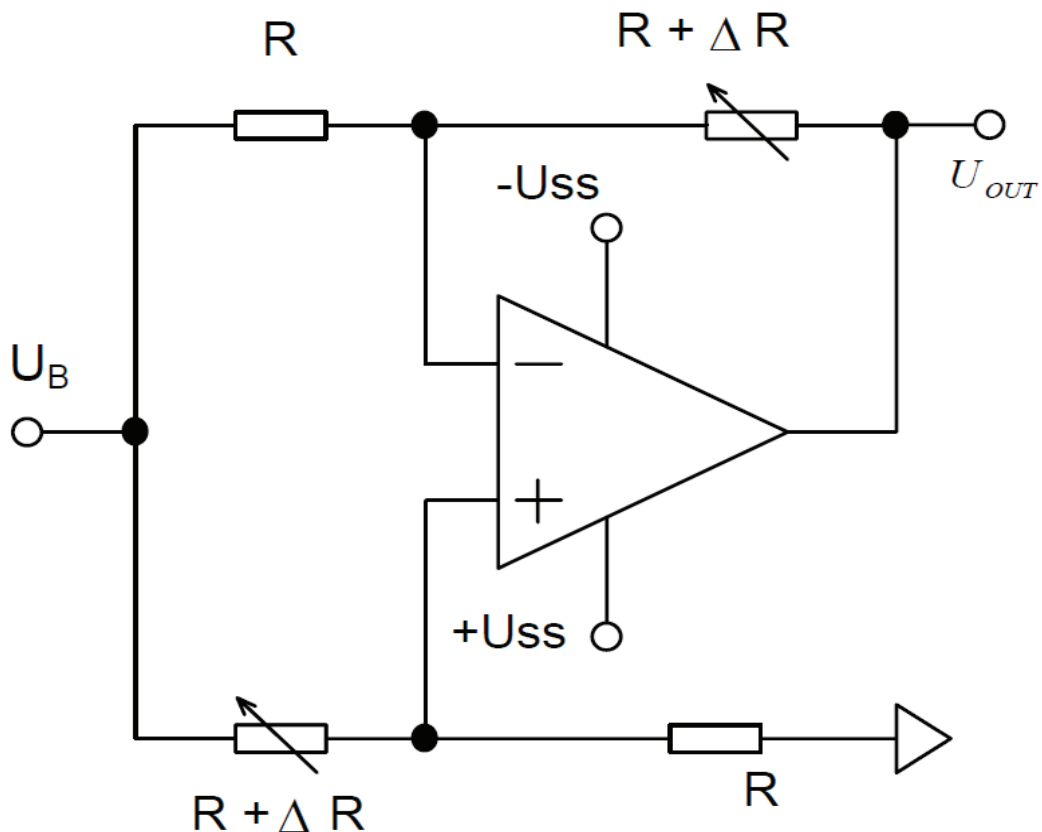
Obr. 3.9: Můstkové zapojení s jedním měřicím prvkem – metoda 2 [13]

3.4.5 Linearizace můstkového zapojení se dvěma měřícími prvky

Metoda 1:

Obvod pro linearizaci můstkového zapojení se dvěma měřícími prvky je ukázán na obrázku 3.9. Tento obvod je podobný jako zapojení s jedním měřícím prvkem, viz obr. 3.7, ale má dvojnásobnou citlivost. Obvykle je potřeba výstup dále zesílit. Výstupní napětí můstku můžeme vyjádřit pomocí následujícího vzorce:

$$U_{out} = -U_b \frac{\Delta R}{R} \quad (3.5)$$



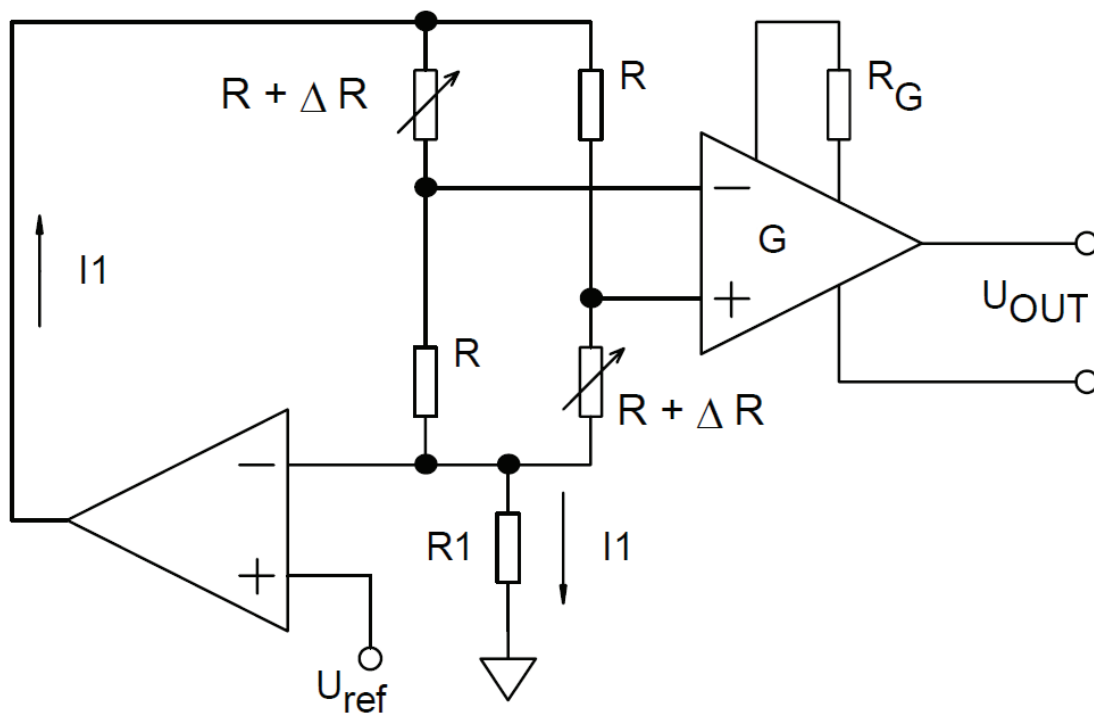
Obr. 3.10: Můstkové zapojení se dvěma měřícími prvky – metoda 1 [13]

Metoda 2:

Můstkové zapojení se dvěma měřícími prvky na obrázku 3.10 používá operační zesilovač, měřící prvek a referenční napětí k udržování konstantního proudu všemi větvemi můstku. Výstup je proto lineární funkcí ΔR . Přístrojový zesilovač je na obrázku 3.10 označen písmenem G. Tento zesilovač poskytuje dostatečné zesílení. Není tedy potřeba další zesílení jako u první metody. Zároveň tento obvod nevyžaduje symetrické napájení zesilovačů.

$$U_{out} = I_1 \frac{\Delta R}{2} (GAIN) \quad (3.6)$$

GAIN je zesílení udávané pomocí R_g .



Obr. 3.11: Můstkové zapojení se dvěma měřicími prvky – metoda 2 [13]

4 SMYČKA S UZEMNĚNOU ZÁTĚŽÍ

4.1 Teoretický rozbor

Odporové snímače tenzometry, snímače teploty jsou používány pro mnoho průmyslových procesů. Pro měření vzdálených míst ale přírodní vodiče zhoršují kvalitu měření odporových snímačů a zvětšují tak chybu měření. Tato nechtěná soustavná chyba způsobená odporem přírodních vodičů či vlivem teploty okolí musí být minimalizována nebo úplně odstraněna. Jednou z méně známých možností na zmenšení vlivu odporu přírodních vodičů je smyčka s uzemněnou zátěží. Ta byla zveřejněna v článku publikovaném v časopise Sensors journal, v březnu roku 2009 [1].

Použité schéma převodníku s uzemněnou zátěží je na obrázku č. 4.1. Je složen ze dvou operačních zesilovačů: první slouží ke stabilizaci vstupního napětí, druhý operační zesilovač je použit pro zdroj proudu s uzemněnou zátěží tzv. Howlandovo schéma. Toto zapojení zajišťuje frekvenční stabilitu zdroje. Identifikace zapojení proběhlo v rámci literárního průzkumu v knize J. Punčocháře, Operační zesilovače v elektronice [2].

$$\text{Pro proud procházející uzemněnou zátěží: } I_l = \frac{U_i}{R_1} \quad (4.1)$$

Kde I_l je proud, který teče uzemněnou zátěží. U_i je napětí vstupního generátoru a R_1 je odpor připojený na výstup prvního operačního zesilovače. Jako zdroj signálu je použit generátor obdélníkového průběhu. Uzemněnou zátěž tvoří přírodní vodiče R_{w1} , R_{w2} , diody D_1 popřípadě D_2 a R_s . Jelikož jako zdroj signálu používáme generátor obdélníkového signálu. V kladné a záporné části průběhu se liší cesta signálu a velikost uzemněné zátěže. Při kladné části prochází signál přes R_{w1} , D_1 , R_s a R_{w2} . Při záporné části přes R_{w1} , D_2 a R_{w2} . Velikost odporu přírodních vodičů R_{w1} a R_{w2} zůstává konstantní stejně jako otvírací napětí obou diod. Jsou použity dvě stejné diody kvůli stejným VA charakteristikám a stejným teplotním závislostem. Jediná změna tedy je při kladné části průběhu na R_s , který je realizován platinovým snímačem teploty. Rozsah hodnot, kterých nabývá, je 100-140Ω pro rozsah teplot 0-100°C.

V našem schématu v kladné periodě jde proud uzavřenou smyčkou přes přírodní vodiče R_{w1} , R_{w2} , diodu D_1 a projde snímačem R_s . Matematicky můžeme vyjádřit vztah pro výstupní napětí při kladné půlperiodě takto:

$$U_{0+} = 2 * [(R_{w1} + R_s + R_{w2}) I_l + U_{d1}] \quad (4.2)$$

U_{d1} je úbytek napětí na D_1 . I_l spočítáme ze vzorce 4.1 tento proud má obdélníkový průběh. V záporné půlperiodě prochází přes diodu D_2 a přírodní vodiče R_{w1} a R_{w2} . Matematicky můžeme vyjádřit cestu proudu I_l při záporné půlperiodě takto:

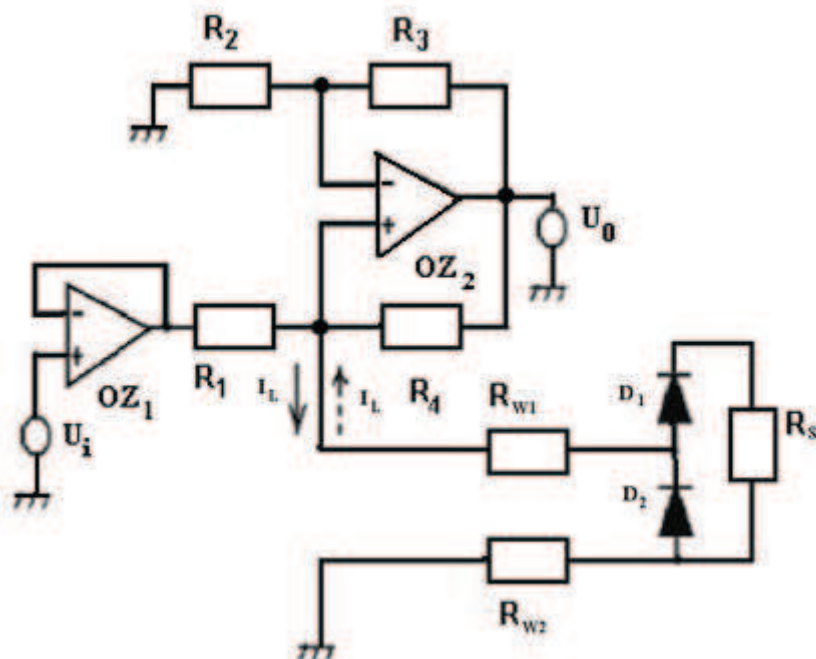
$$U_{0-} = 2 * [(R_{w1} + R_{w2}) I_l + U_{d2}] \quad (4.3)$$

U_{d2} je úbytek napětí na diodě D_2 . V kladné půlperiodě se tedy zvětšuje velikost výstupního signálu U_{0+} v případě, že se zvětšuje odpor senzoru R_s (roste úbytek napětí v

kladné půlperiodě). V záporné půlperiodě se velikost výstupního signálu U_{0-} nemění při změně R_s . Střední hodnotu výstupního signálu vypočítáme jako jednu polovinu součtu kladné a záporné půlperiody:

$$U_{ostř} = 0.5 [U_{0+} + U_{0-}] \quad (4.4)$$

Výstupním parametrem je tedy střední hodnota napětí. Nedochází zde ke změně střídý signálu, ta naopak musí zůstat 50%, aby platili výše uvedené vzorce. Změna odporu snímače neovlivní zápornou část obdélníkového průběhu.



Obrázek 4.1: Schematické zapojení smyčky s uzemněnou zátěží [1]

Do vzorce 4.4 dosadíme za U_{0+} vzorec 4.2 a za U_{0-} vzorec 4.3. Získáme tak následující rovnici:

$$U_{ostř} = [(R_{w1} + R_s + R_{w2}) I_L + U_{d1}] - [(R_{w1} + R_{w2}) I_L + U_{d2}] \quad (4.5)$$

Rovnici upravíme odečtením shodných částí. Jelikož uvažujeme naprosto stejné diody. Úbytek napětí na obou diodách bude $U_{d1} = U_{d2}$. Po těchto změnách vypadá rovnice následujícím způsobem:

$$U_{ostř} = R_s I_L \quad (4.6)$$

Výsledná střední hodnota napětí je tedy závislá pouze na změně proudu tekoucího snímačem a odporu snímače. Pokud se nebude měnit vstupní napětí, lze proud považovat za konstantu. Závislost odporu snímače na teplotě závisí na volbě odporového snímače.

4.2 Simulace

Pojmenování jednotlivých prvků je stejné jako na obrázku 4.1. Simulace jsou prováděny jako jednotlivé parametry součástek v rámci jejich tolerancí a závislosti na vlivu teploty. Jsou prováděny v simulačním programu Multisim. Pro simulaci byly použity následující parametry součástek $R_{1-4} = 10\text{K}\Omega \pm 1\% \pm 50 \text{ ppm}$. Maximální offset u operačních zesilovačů je $75\mu\text{V}$. Odpor přívodních vodičů R_{w1}, R_{w2} jako 20Ω . $R_s = 100-140\Omega$. Simulujeme tak platinový odporový snímač v rozsahu $0-100^\circ\text{C}$. Všechny parametry součástek lze dohledat v příslušných datasheetech [3]-[5]. Pro jednodušší výpočty je použit obdélníkový signál. Velikost napětí zdroje může být volena, je však nutno dodržet 50% střidu, nulovou stejnosměrnou hodnotu a frekvenci, při které dokážou pracovat použité součástky. V našem případě 1kHz.

V průběhu simulací i měření bylo zjištěno, že lineární změna vstupního napětí změní střední hodnotu výstupního napětí také lineárně. Proto není uvedena v simulacích hodnota vstupního ani střední hodnota výstupního napětí. Jsou uvedeny pouze procentuální změny a pro několik vybraných hodnot vstupního napětí střední hodnotu výstupního napětí v tabulce č. 4.1 pouze pro ilustraci. Střední hodnoty jsou pro odporový snímač při hodnotě 100Ω . Jednotlivé rezistory jsou bez odchylek a je zaveden nulový offset. Jedná se tedy o naprosto ideální stav.

$U_{p-p}[\text{V}]$	$U_{\text{ostř}}[\text{mV}]$
5	50
10	100
20	200

Tabulka 4.1: Střední hodnota výstupního napětí

Jednotlivé změny součástek a jejich vliv na střední hodnotu výstupního napětí je popsáno v tabulkách č. 4.2-4.6.

$\Delta R_s[\%]$	$\Delta U_{\text{ostř}}[\%]$
+5	+5
+10	+10
+20	+20

Tabulka 4.2: Závislost změny střední hodnoty výstupu na změně platinového odporového snímače

Z tabulky č. 4.2 je vidět, že úbytek napětí na odporovém snímači je přímo úměrný střední hodnotě výstupního napětí. Díky tomu lze bez složité elektroniky přímo měřit požadovanou veličinu odporovým snímačem.

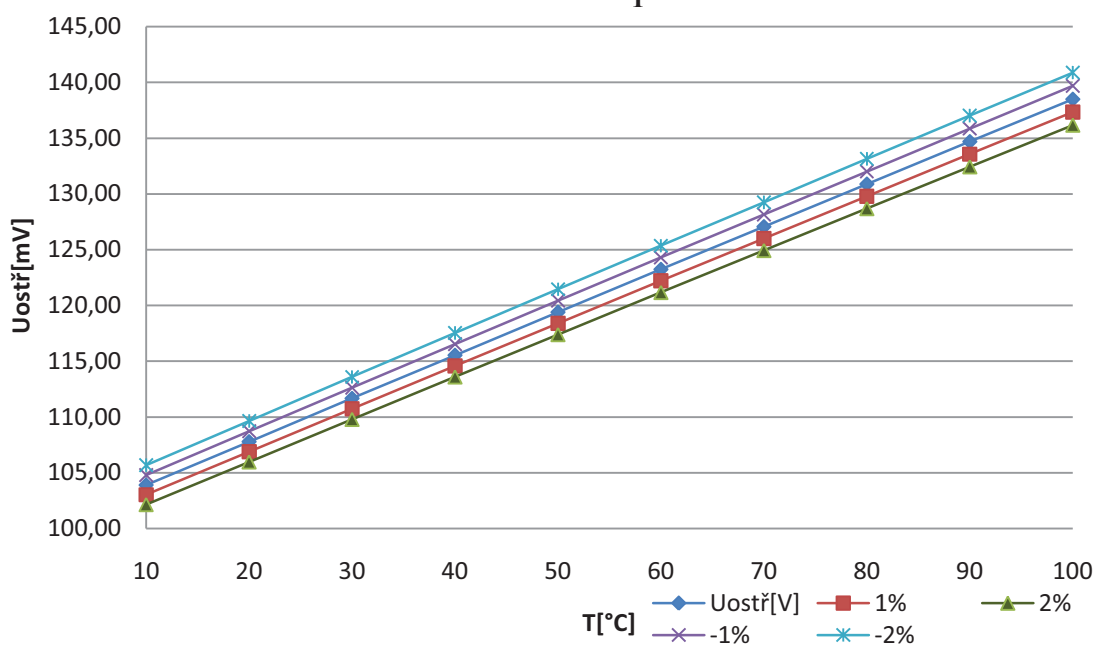
Jednotlivé odpory R_{1-4} byly zvoleny ze stejné řady. Jejich teplotní závislost je ± 50 ppm. Na námi uvažovaném rozsahu teplot od 0-100°C se jedná o $\pm 2,5 \Omega$.

R_x	$\Delta R_x [\%]$	$\Delta U_{\text{ostř}} [\%]$
R1	-2	1,72
	-1	0,86
	0	0,00
	1	-0,84
	2	-1,68
R2	-2	1,40
	-1	0,70
	0	0,00
	1	-0,60
	2	-1,20
R3	-2	-1,20
	-1	-0,60
	0	0,00
	1	0,70
	2	1,40
R4	-2	0,40
	-1	0,20
	0	0,00
	1	-0,20
	2	-0,40

Tabulka 4.3: Závislost změny střední hodnoty výstupu na změně jednotlivých odporů ve smyčce s uzemněnou zátěží

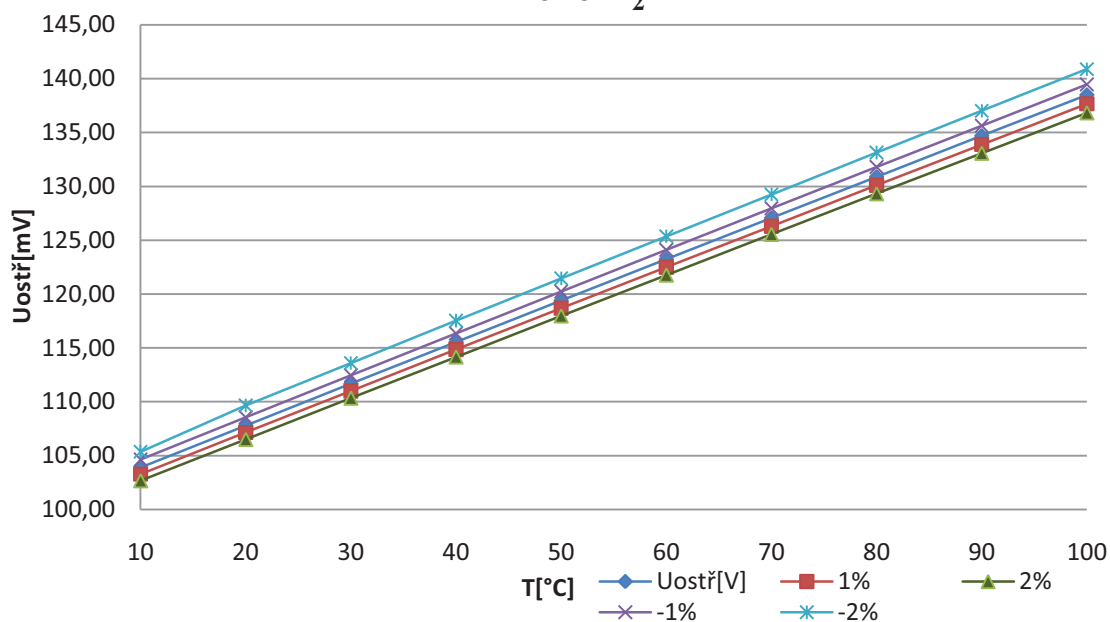
Z tabulky 4.3 lze zjistit, že každý rezistor samostatně ovlivňuje střední hodnotu výstupního napětí lineárně. Rezistory R_2 a R_3 působí přesně opačně. Vliv R_4 je oproti ostatním méně než poloviční, proto na něj nemusíme klást takové nároky na přesnost. Naopak R_1 má samostatně největší vliv. Při jednoprocenní chybě odporu nepřesáhne jednoprocenní chybu střední hodnoty, ale velice se jí blíží. Hlavním důvodem je to, že pomocí tohoto rezistoru se nastavuje proud I_1 . Proto pro zlepšení přesnosti by měl být rezistor R_1 volen s menší maximální chybou než zbylé tři.

Závislost změny výstupního napětí na procentuální změně R_1



Obrázek 4.2: Závislost změny střední hodnoty výstupu na procentuální změně odporu R_1

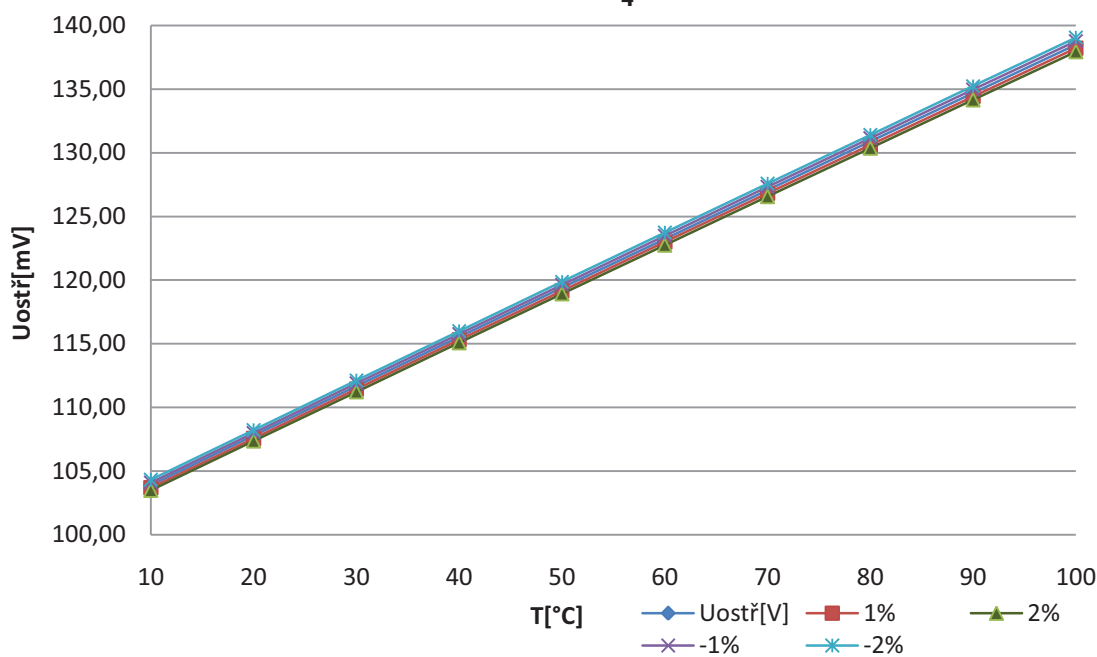
Závislost změny výstupního napětí na procentuální změně R_2



Obrázek 4.3: Závislost změny střední hodnoty výstupu na procentuální změně odporu R_2

Obrázek 4.3 ukazuje změnu výstupního napětí na procentuální změně R_2 . Lze ho využít i pro změnu odporu R_3 . Rozdíl je v tom, že zvýšení o 1% u R_2 je rovno zmenšení o 1% u R_3 atd.

Závislost změny výstupního napětí na procentuální změně R_4



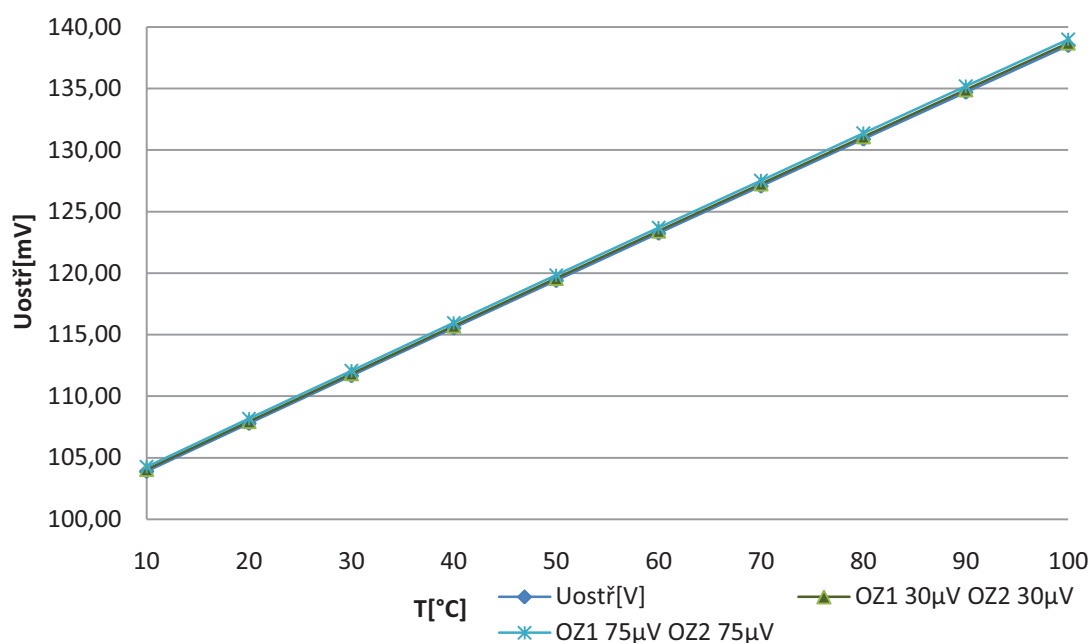
Obrázek 4.4: Závislost změny střední hodnoty výstupu na procentuální změně odporu R_4

OZ 1 offset[μ V]	OZ 2 offset[μ V]	$\Delta U_{ostř}$ [%]
0	0	0
30	0	0,06
75	0	0,1
0	30	0,1
0	75	0,4
30	30	0,15
75	75	0,36

Tabulka 4.4: Závislost změny střední hodnoty výstupu na změně offsetu OZ

Jak je vidět z tabulky 4.4 a 4.3 vliv offsetu je i při největší chybě, tzn. na obou 75 μ V menší než 0,4%. Z tohoto důvodu není nutné volit velice přesné operační zesilovače. Na obrázku 4.5 jsou pouze tři průběhy. Dva z toho jsou ovlivněny offsetem. Dle datasheetu [3] je maximální velikost offsetu 75 μ V, typická velikost offsetu pak 30 μ V.

Závislost změny výstupního napětí na procentuální změně offsetu OZ



Obrázek 4.5: Závislost změny střední hodnoty výstupu na změně offsetu OZ

$R_{w1}[\Omega]$	$R_{w2}[\Omega]$	$\Delta U_{ostř}[\%]$
5	5	0
10	10	0
20	10	0
10	20	0
20	20	0

Tabulka 4.5: Závislost změny střední hodnoty výstupu na změně odporu přívodních vodičů

To co lze poznat při pohledu na vzorce 4.2, 4.3 a 4.4, bylo potvrzeno praktickou simulací přívodních vodičů. Nemají žádný vliv na změnu střední hodnoty výstupního napětí.

Dalším problémem, který řešíme, je zda je obvod a především uzemněná zátěž odolná proti změnám, především teploty. U přívodních vodičů s růstem teploty roste jejich odpor. Jak bylo, již výše dokázáno, tato změna nemá vliv. Dalším problémem jsou teplotní charakteristiky diod. Proto jsou zvoleny dvě identické diody, u kterých dochází ke stejným změnám.

$T_{d1}[^{\circ}\text{C}]$	$T_{d2}[^{\circ}\text{C}]$	$\Delta U_{\text{ostř}}[\%]$
0	0	0
10	10	0
20	20	0
30	30	0
40	40	0
50	50	0
60	60	0
70	70	0
80	80	0
90	90	0
100	100	0

Tabulka 4.6: Závislost změny střední hodnoty výstupu na změně teploty na diodách

Diody se navzájem kompenzují. V případě, že na první diodě vlivem teploty roste úbytek napětí, na druhé naopak úbytek klesá stejným tempem a tak nedochází ke změně střední hodnoty výstupního napětí.

Z tabulek 4.2-4.6 vyplývá, že uzemněnou zátěž volíme tak, aby diody D_1 , D_2 byly co nejbližší k odporovému snímači. Odpor vodiče, který spojuje odporový snímač se zbytkem obvodu, není nikde kompenzován a tak vytváří soustavnou aditivní chybu měření. Naopak délku přírodních vodičů R_{w1} , R_{w2} můžeme zvolit dle naší potřeby. Tato chyba je plně kompenzována. Dále vyplývá, že je nutno rezistor R_1 volit přesněji, než zbylé rezistory.

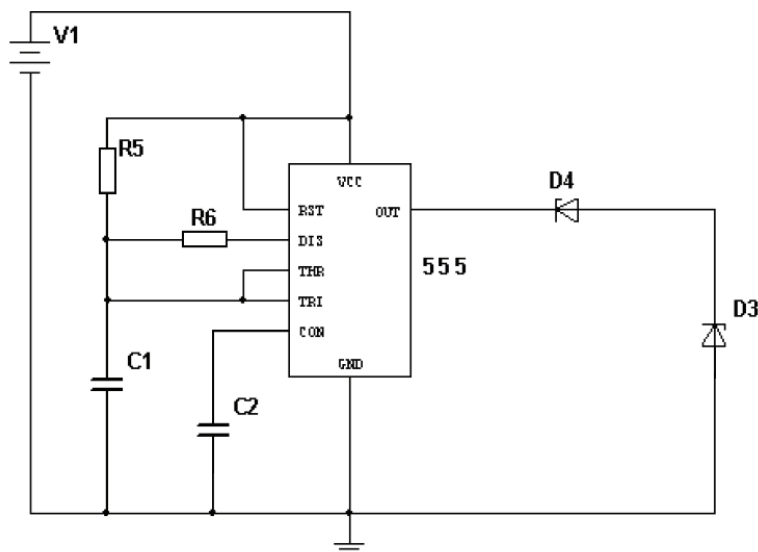
4.3 NÁVRH ZDROJE

Pro smyčku s uzemněnou zátěží byl navržen a zkonstruován zdroj. Hlavní důraz byl kladen na dodržení 50% střídý. V případě nedodržení střídý se sice úbytek napětí na snímači R_s nezmění a tak není vliv střídý na první pohled poznat. Ani v případě manuálního výpočtu, kdy pro vzorec 4.4 použijeme jednu hodnotu z kladné a jednu ze záporné části půlperiody. Problémy ovšem mohou nastat v případě dalšího zpracování obdélníkového výstupního signálu. V případě, že střída není 50%, spočítáme střední hodnotu takto: $U_{\text{ostř}} = T_{0+}U_{0+} + T_{0-}U_{0-}$. (4.7)

Chyba tedy roste úměrně s chybou střídý. Lze ji ale eliminovat tím, že nejprve spočítáme střední hodnotu podle vzorce 4.5. Pak prohodíme T_{0+} a T_{0-} a znovu vypočítáme střední hodnotu, obě sečteme a následně vydělíme dvěma. Chybu lze určit pomocí vztahu: $U_{\text{chyba}} = (0,5-T_{0+})U_{0+} + (0,5-T_{0-})U_{0-}$. (4.8)

Další požadované parametry byly frekvence 1kHz, výstupní napětí $5U_{p-p}$. Na hodnotu výstupního napětí zdroje byly kladeny minimální nároky. Chtěl jsem ale tuto

hodnotu udržet i po připojení smyčky s uzemněnou zátěží. Seznam parametrů od nejdůležitějšího k nejméně důležitému vypadá takto: střída, tvrdost, frekvence, výstupní napětí. A pochopitelně co nejnížší cena. Samotné napájení zdroje bylo vyřešeno pomocí 9V baterie. Jako nejjednodušší řešení bylo zvoleno zapojení IO 555 v astabilním módu modifikované pro jakýkoliv poměr střídy. Zapojení IO 555 pro astabilní klopný obvod uváděné ve většině literatury má střidu v poměru 1:2. Schéma zapojení zdroje je na obr. č 4.6.



Obrázek 4.6: Schematické zapojení zdroje

Potřebné hodnoty spočítáme pomocí vzorců uvedených v datasheetu [6].

$$\text{Frekvenci oscilací lze spočítat pomocí vzorce: } f = \frac{1}{T_1 + T_2} \quad (4.9)$$

$$T_1 \text{ můžeme vypočítat pomocí: } T_1 = 0,693 C_1 R_5 \quad (4.10)$$

$$T_2 \text{ pomocí: } T_2 = \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6} C_1 \ln \frac{R_6 - 2R_5}{2R_6 - R_5} \quad (4.11)$$

Požadované hodnoty zdroje jsou 50% střída a $f=1\text{kHz}$. Hodnota C_1 byla zvolena jako $1\mu\text{F}$ a $T_1=0,5\text{ms}$. Po dosazení do vzorce 4.7 vypočteme, že $R_5=721\Omega$. Nejbližší rezistor v řadě má velikost 680Ω . Tuto hodnotu použijeme pro výpočet R_6 , $T_2=0,5\text{ms}$. Po dosazení vypočítáme hodnotu $R_6=240\Omega$. Následně oba vypočítané rezistory byly použity k dosazení do 4.8 a 4.9 pro výpočet skutečné střídy. Její hodnota je 52%. Zároveň byla dosazením do vzorce 4.7 vypočítána výstupní frekvence $1,1\text{kHz}$. Úprava výstupního napětí probíhá pomocí jednoduchého děliče napětí ze dvou zenerových diod. Jednotlivé typy jsou D_3 1N5339B a D_4 1N5335B. Na napěťový dělič lze pochopitelně

použít i rezistory. Výsledný zdroj by však byl příliš měkký. Na výstupu tohoto děliče získáváme napětí $5,5V_{p-p}$. Pro účely našeho měření by plně stačilo i výstupní napětí z IO555. V případě poklesu napětí na zdrojové baterii by se ovšem měnil i výstupní signál z proudové smyčky. Kondenzátor C_2 slouží k tomu, aby IO 555 začal kmitat. Zdroj byl po oživení proměřen. Jeho parametry odpovídají navrženým. Reálné hodnoty zdroje po oživení jsou napětí $5,48 V_{p-p}$, střída 51,8 % a frekvence 1,1 kHz.

4.4 VÝSTUPNÍ ČLEN

Snímání obdélníkového signálu a počítání střední hodnoty pro zjištění úbytku napětí na odporovém snímači není vždy vhodné. Proto jsem realizoval jednoduchý integrační členek. Vstupní signál má frekvenci 1kHz, a tudíž časovou periodu 1ms. Časovou konstantu musíme volit tak, aby bylo dosaženo odstupu alespoň dvě dekády. Proto je zvolena $\tau=0,1s$. Na výstupu získáme stejnosměrný signál. V případě, že na osciloskopu zvětšíme výstupní signál, lze vidět nabíjení a vybíjení kondenzátoru.

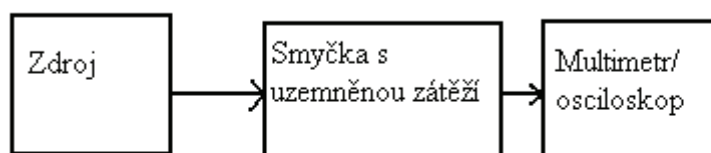
4.5 PRAKTICKÉ MĚŘENÍ

Měření probíhala nejprve pouze s přípravkem pro smyčku s uzemněnou zátěží. Zdroj byl realizován pomocí generátoru, návrh samostatného zdroje přišel později. Zpočátku byl celý přípravek pouze na nepájivém poli. To neumožňovalo jednoduché a přesné opakování měření a tím byly vytvářeny chyby mezi jednotlivými měřeními. Proto byl přípravek naletován na univerzální desku spolu s navrhnutým zdrojem a výstupním členem. Tento přípravek již umožňuje opakovat měření s vyšší přesností a věrohodností prezentovaných výsledků.

Název přístroje	Použití při měření
AUL 310	Stejnoseměrný zdroj
Agilent 33220A	Střídavý zdroj
Hewlett Packard 54601B	Osciloskop
Tectra Calys10	Rs
Pt100	Rs
Odporová dekáda L110	Rs
Přípravek s uzemněnou zátěží	
Agilent 34401A	Digitální multimetr
Temperature Calibrator Jofra	Teplotní kalibrátor
Metex M-3850D	Multimetr

Tabulka 4.7: Přístroje použité při praktickém měření smyčky s uzemněnou zátěží

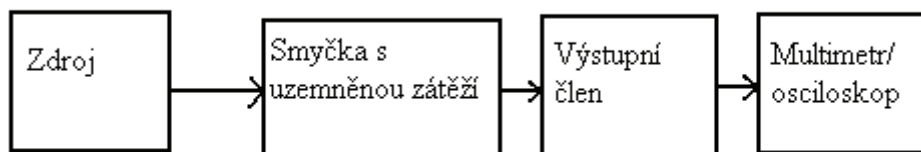
Prakticky jsem provedl několik měření. Při každém byla použita jiná kombinace přístrojů měřících výstupní napětí a simulujících zátěž R_s . Kompletní seznam všech použitých přístrojů v průběhu měření je v tabulce 4.7. U všech měření byl použit stejný stejnosměrný zdroj pro napájení operačních zesilovačů. Stejný byl také generátor obdélníkového signálu. Signál byl generován s frekvencí 1kHz. Pro měření které proběhlo **10. 11. 2009**, byl použit pro měření výstupního napětí osciloskop Agilent 54622A. Odporový snímač byl realizován pomocí Tectra Calys 10. V měření **25. 11. 2009** byl snímač opět realizován pomocí Tectra Calys 10. Osciloskop Agilent 54622A byl použit pouze pro ověření, že výsledky měření jsou shodné s minulým měřením. Hodnoty byly ale z důvodu větší přesnosti odečítané z digitálního multimetru Agilent 34401A. Poslední, třetí měření proběhlo dne **2. 12. 2009**. Hodnoty byly odečítány na digitálním multimetru Agilent 34401A. Snímač jsem realizoval pomocí odporové dekády L110. U všech třech měření byla velikost nastaveného odporu kontrolována pomocí multimetru Metex M-3850D.



Obrázek 4.7: Blokové zapojení měření bez realizovaného zdroje

Na obrázku 4.7 je blokové schéma zapojení. Jako smyčka s uzemněnou zátěží je použito schéma na obrázku 4.1. Použitý zdroj je vždy uveden v příslušném měření a byl zapojen na místě U_i . Použití multimetru či osciloskopu je uvedeno na stejném místě jako použitý zdroj a byly zapojeny na místě U_o .

Další měření byla již prováděna s realizovaným zdrojem. Z nichž bych uvedl především měření 29. 4. 2010 a 10. 5. 2010. Zde byl jako snímač použit platinový odporový snímač Pt100. Cílem celého měření je ověření kompenzace odporu přírodních vodičů pomocí tohoto zapojení a jeho využitelnost v praxi.



Obrázek 4.8: Blokové zapojení měření s realizovaným zdrojem

Na obrázku 4.8 je blokové schéma zapojení. Jako smyčka s uzemněnou zátěží je použito schéma na obrázku 4.1. Jako zdroj bylo použito schéma zobrazené na obrázku 4.6. Ten je umístěn na U_i z obrázku 4.1. Použití multimetru či osciloskopu je uvedeno v příslušném měření. Byly zapojeny na místě U_o .

4.5.1 Měření 10. 11. 2009

Pracoviště bylo postaveno podle obrázku 4.7. Jako zdroj byl použit Agilent 33220A, na kterém byl nastaven obdélníkový signál, 50% střída a napětí 5 V_{p-p} . V tomto měření bylo na osciloskopu nejprve odečteno výstupní napětí při záporné půlperiodě pro 5 V_{p-p} . Následně byl zvyšován odpor Tectra Calys 10 po $50\ \Omega$ od 50 do $500\ \Omega$. Po každém nastavení bylo na osciloskopu odečteno výstupní napětí při kladné půlperiodě. To samé bylo zopakováno pro vstupní napětí $2,5\text{ V}_{p-p}$.

Pro vstupní napětí $U_{p-p}=5\text{V}$ platí následující. Napětí v záporné půlperiodě zůstalo stejné pro všechna měření $U_{i-} = -1,516\text{V}$. $U_{ostř}$ jsem vypočítal podle vzorce 4.4. Pro vstupní napětí $U_{p-p}=2,5\text{V}$ bylo zjištěno napětí při záporné půl periodě $U_{i-} = -1,484\text{V}$.

10. 11. 2009			10. 11. 2009		
$U_{i-} = -1,516\text{V}$ $U_{p-p} = 5\text{V}$			$U_{i-} = -1,484\text{V}$ $U_{p-p} = 2,5\text{V}$		
$R_s[\Omega]$	$U_{i+}[\text{V}]$	$U_{ostř}[\text{V}]$	$R_s[\Omega]$	$U_{i+}[\text{V}]$	$U_{ostř}[\text{V}]$
50	1,719	0,1015	50	1,531	0,0235
100	1,750	0,1170	100	1,578	0,0470
150	1,781	0,1325	150	1,609	0,0625
200	1,828	0,1560	200	1,625	0,0705
250	1,859	0,1715	250	1,641	0,0785
300	1,891	0,1875	300	1,672	0,0940
350	1,906	0,1950	350	1,703	0,1095
400	1,938	0,2110	400	1,734	0,1250
450	1,969	0,2265	450	1,766	0,1410
500	2,010	0,2470	500	1,813	0,1645

Tabulka 4.8: Naměřené a vypočtené hodnoty 10. 11. 2009

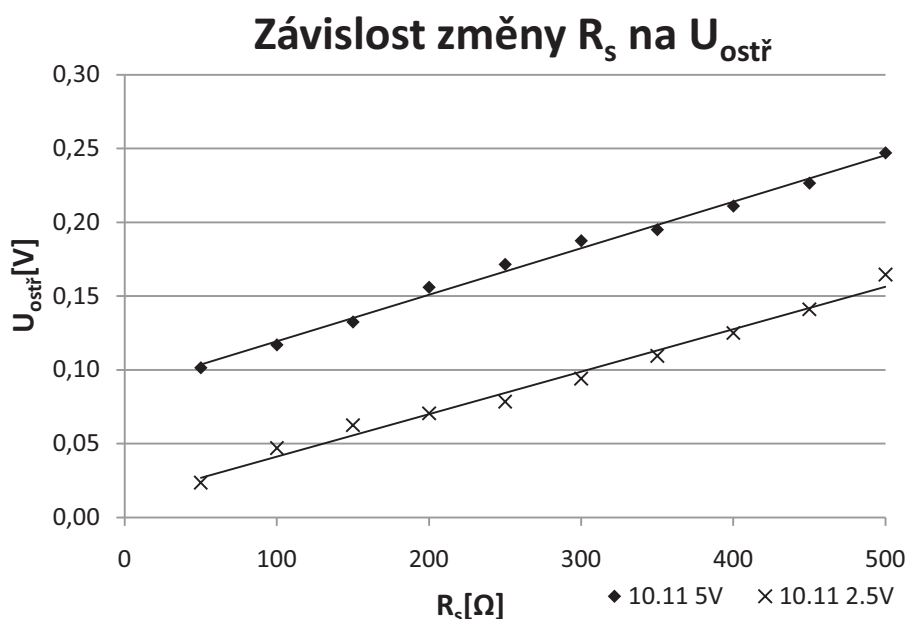
Růst střední hodnoty výstupního napětí není ani pro jedno vstupní napětí lineární. Tento problém se objevuje i v následujících dvou měřeních. Na obr. 4.3 jsou vyneseny grafy střední hodnoty výstupního napětí pro první tři měření. Ty jsou proloženy pomocí metody nejmenších čtverců. Díky tomu získáme rovnici přímky pro proložení výsledků měření a můžeme spočítat odchylky od této ideální přímky.

$$\text{Pro napětí } 5\text{V: } U_{\text{teo}} = 0,0003153R_s + 0,0878333 \quad (4.12)$$

$$\text{Pro napětí } 2,5\text{V: } U_{\text{teo}} = 0,0002875R_s + 0,0125333 \quad (4.13)$$

Velikost odchylky od ideální přímky je rozdíl střední hodnoty výstupu a teoretické hodnoty. $U_{\text{rozd}} = U_{\text{ostř}} - U_{\text{teo}}$ (4.14)

Vzhledem k použitému osciloskopu bylo zjištěno, že chyba je menší, než jeho minimální rozlišovací schopnost.



Obrázek 4.9: Závislost změny R_s na $U_{\text{ostř}}$ ze dne 10. 11. 2009

4.5.2 Měření 25. 11. 2009

Pracoviště bylo postaveno podle obrázku 4.7. Jako zdroj byl použit Agilent 33220A, na kterém byl nastaven obdélkový signál, 50% střída a napětí 5 V_{p-p}. V tomto měření bylo na multimetru nejprve odečteno výstupní napětí při záporné půlperiodě pro 5 V_{p-p}. Následně byl zvyšován odpor Tectra Calys 10 po 50 Ω od 50 do 500 Ω. Po každém nastavení bylo na multimetru odečteno výstupní napětí při kladné půlperiodě. To samé bylo zopakováno pro vstupní napětí 2,5 V_{p-p}. Osciloskop byl v tomto měření použit pouze pro kontrolu a srovnání s minulým měřením.

Multimetr je použit pro dosažení větší přesnosti. V předchozím měření bylo dokázáno, že chyba při měření je menší než rozlišovací schopnost osciloskopu. Tento

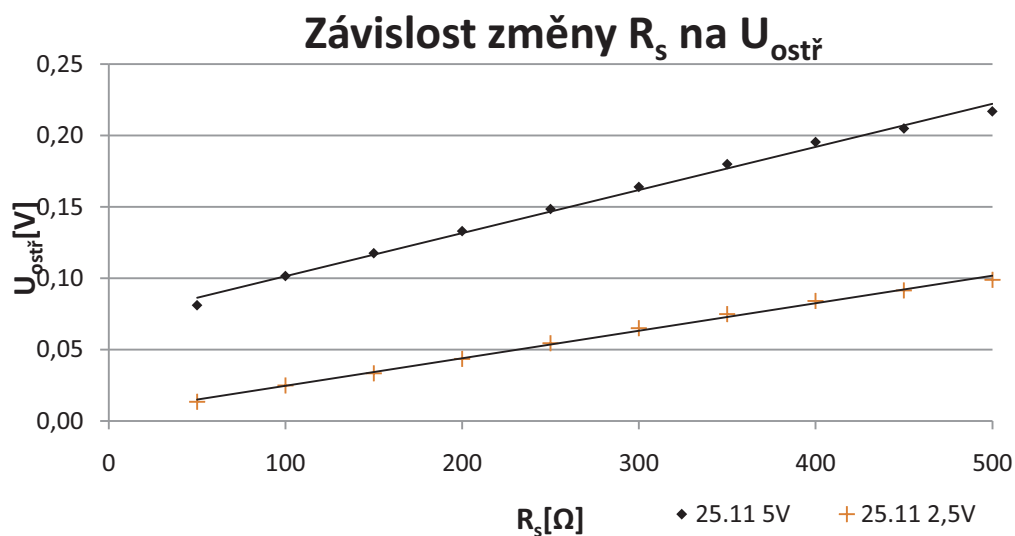
multimetr měří již střední hodnotu obdélníkového signálu, proto nebude potřeba ji počítat.

$$\text{Pro napětí } 5\text{V: } U_{\text{teo}} = 0,0003024R_s + 0,0711333 \quad (4.15)$$

$$\text{Pro napětí } 2,5\text{V: } U_{\text{teo}} = 0,0001930R_s + 0,0053667 \quad (4.16)$$

Tectra Calys10						25. 11. 2009
$U_{p-p}=5\text{V}$		$U_{p-p}=2,5\text{V}$		$U_{p-p}=5\text{V}$		$U_{p-p}=2,5\text{V}$
$R_s[\Omega]$	$U_{\text{ostř}} [\text{V}]$	$U_{\text{ostř}} [\text{V}]$	$U_{\text{teo}}[\text{V}]$	$U_{\text{teo}}[\text{V}]$	$U_{\text{rozd}} [\text{V}]$	$U_{\text{rozd}} [\text{V}]$
50	0,0810	0,0135	0,08625	0,01502	-0,00525	-0,00152
100	0,1015	0,025	0,10137	0,02467	0,00013	0,00033
150	0,1175	0,0335	0,11649	0,03432	0,00101	-0,00082
200	0,1330	0,0435	0,13161	0,04397	0,00139	-0,00047
250	0,1485	0,0545	0,14673	0,05362	0,00177	0,00088
300	0,1640	0,065	0,16185	0,06327	0,00215	0,00173
350	0,1800	0,075	0,17697	0,07292	0,00303	0,00208
400	0,1955	0,084	0,19209	0,08257	0,00341	0,00143
450	0,2050	0,0915	0,20721	0,09222	-0,00221	-0,00072
500	0,2170	0,099	0,22233	0,10187	-0,00533	-0,00287

Tabulka 4.9:Naměřené a vypočtené hodnoty 25. 11. 2009



Obrázek 4.10: Závislost změny R_s na $U_{\text{ostř}}$ ze dne 25. 11. 2009

4.5.3 Měření 2. 12. 2009

Pracoviště bylo postaveno podle obrázku 4.7. Jako zdroj byl použit Agilent 33220A, na kterém byl nastaven obdélníkový signál, 50% střída a napětí $5 V_{p-p}$. V tomto měření bylo na multimetru nejprve odečteno výstupní napětí při záporné půlperiodě pro $5 V_{p-p}$. Následně byl zvyšován odpor na odporové dekádě po 50Ω od 50 do 500Ω . Po každém nastavení bylo na multimetru odečteno výstupní napětí při kladné půlperiodě. To samé bylo zopakováno pro vstupní napětí $2,5 V_{p-p}$.

Pro toto měření byl stejně jako v minulém (25. 11. 2009) použit pro odečítání výsledků digitální multimetr. Oproti minulému měření byla však jako R_s použita odporová dekáda pro srovnání s minulým měřením. V tabulce 4.10 jsou jak naměřené, tak vypočtené hodnoty pro $5V$ i $2,5V$.

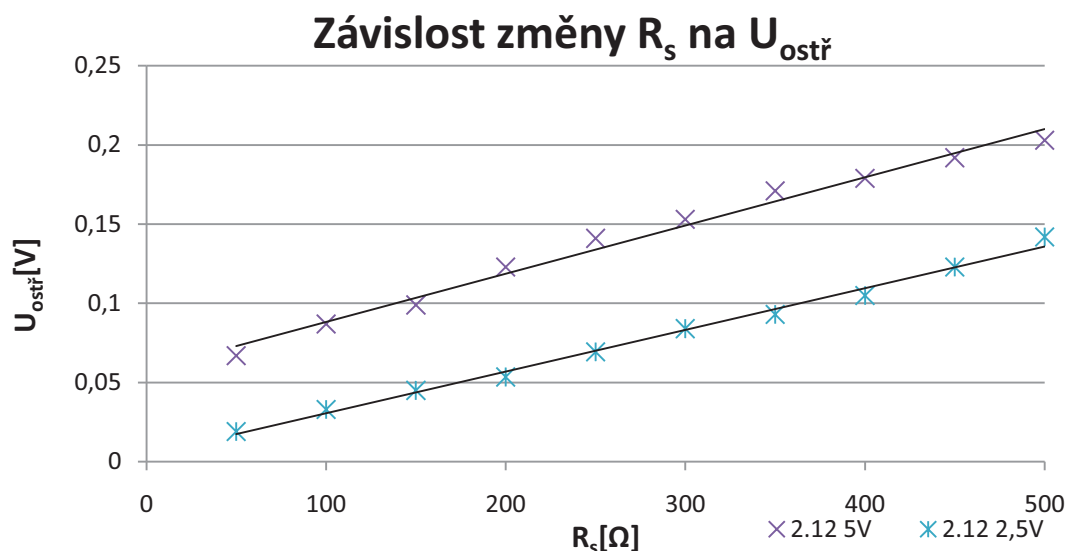
$$\text{Pro napětí } 5V: U_{teo} = 0,0003048R_s + 0,0576667 \quad (4.17)$$

$$\text{Pro napětí } 2,5V: U_{teo} = 0,0002631R_s + 0,0043400 \quad (4.18)$$

odporová dekáda						2. 12. 2009
$U_{p-p}=5V$		$U_{p-p}=2,5V$	$U_{p-p}=5V$	$U_{p-p}=2,5V$	$U_{p-p}=5V$	$U_{p-p}=2,5V$
$R_s[\Omega]$	$U_{ostř} [V]$	$U_{ostř} [V]$	$U_{teo}[V]$	$U_{teo}[V]$	$U_{rozd} [V]$	$U_{rozd} [V]$
50	0,071	0,019	0,07291	0,01750	-0,00191	0,00151
100	0,087	0,033	0,08815	0,03065	-0,00115	0,00235
150	0,101	0,045	0,10339	0,04381	-0,00239	0,00120
200	0,119	0,059	0,11863	0,05696	0,00037	0,00204
250	0,133	0,0702	0,13387	0,07012	-0,00087	0,00009
300	0,148	0,084	0,14911	0,08327	-0,00111	0,00073
350	0,165	0,0974	0,16435	0,09643	0,00065	0,00098
400	0,179	0,112	0,17959	0,10958	-0,00059	0,00242
450	0,192	0,123	0,19483	0,12274	-0,00283	0,00027
500	0,211	0,139	0,21007	0,13589	0,00093	0,00311

Tabulka 4.10: Naměřená a vypočtené hodnoty 2. 12. 2009

Porovnáním tohoto a minulého měření zjistíme, že odporová dekáda je přesnější. To bude způsobeno tím, že byla pokaždé doladována na přesnou hodnotu.



Obrázek 4.11: Závislost změny R_s na $U_{ostř}$ ze dne 25. 11. 2009

4.5.4 Měření 15. 4. 2010

Pracoviště bylo postaveno podle obrázku 4.8. Při tomto měření byl již zkonstruován zdroj. Následně byl zvyšován odpor na odporové dekádě po 10Ω od 100Ω do 150Ω . Po každém nastavení bylo na multimetru odečteno výstupní napětí při kladné půlperiodě. Hodnoty napětí byly získány pomocí osciloskopu Hewlett Packard 54601B. Zhodnocení těchto naměřených hodnot je v následující kapitole, kdy jsou porovnávány až ve výsledcích měření.

15. 4. 2010	
$R_s [\Omega]$	$U_{ostř} [mV]$
100	960,5
110	966,9
120	971,6
130	979,3
140	985,7
150	987,2

Tabulka 4.11: Naměřená a vypočtené hodnoty 15. 4. 2010

4.5.5 Měření s pomocí platinového odporového snímače

Pracoviště bylo postaveno podle obrázku 4.8. Při tomto měření byl již zkonstruován zdroj. Následně byla zvyšována teplota na Temperature calibrator Jofra po 10°C od 10°C do 100°C . Na výstupu je stejnosměrný signál, který roste lineárně s rostoucí hodnotou odporu snímače. Do něj je vložen snímač teploty. Nastavíme požadovanou hodnotu, a

jakmile se kalibrátor nastaví, požadovanou hodnotu začne tří minutové odpočítávání, aby se velikost odporu snímače ustálila. Teprve pak proběhlo měření. Teoretické hodnoty odporu platinového snímače byly získány ze vzorce ve vyhlášce o snímačích teploty [7]. Pro rozsah 0-100°C vypadá vzorec takto:

$$R_t = R_0 (1 + At + Bt^2) \quad (4.19)$$

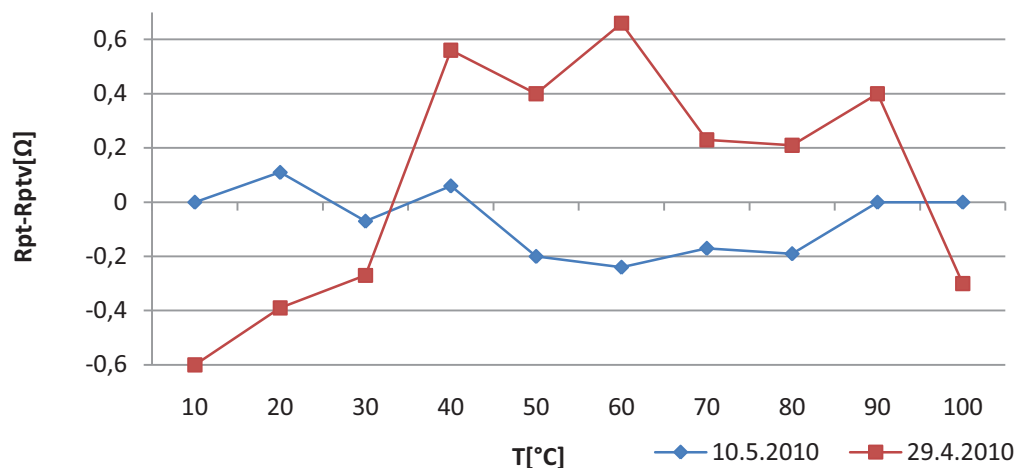
Kde $A=3,9083 \cdot 10^{-3} \text{°C}^{-1}$, $B=-5,775 \cdot 10^{-7} \text{°C}^{-2}$. R_0 je hodnota odporového snímače při teplotě 0°C pro náš případ 100Ω. R_t je hodnota odporu snímače při teplotě t . S pomocí tohoto vzorce byly vypočítány hodnoty snímače při měřených hodnotách a porovnány s naměřenými. Použil jsem dva snímače. Dne 29. 4. 2010 platinový odporový snímač výrobní číslo: 071412. Tento měl větší průměr a byl ohříván v největším průměru v kalibrátoru. Bohužel zde relativně volně. Tento problém se projevil i na výsledcích měření. Dne 10. 5. 2010 byl použit platinový odporový snímač výrobní číslo 071413. Díky menšímu průměru mohl být umístěn do menšího kalibrátoru. Doléhal dobře na topná tělesa a největší odchylka od správné hodnoty platinového snímače je 60°C 0,24Ω. To zhruba odpovídá chybě 0,6°C.

10. 5. 2010				29. 4. 2010		
R_{ptv}	$T[\text{°C}]$	$R_{pt}[\Omega]$	$U_{avg}[\text{mV}]$	$T[\text{°C}]$	$R_{pt}[\Omega]$	$U_{avg}[\text{mV}]$
103,90	10	103,9	963,7	10	103,3	963,4
107,79	20	107,9	966,7	20	107,4	966,1
111,67	30	111,6	967,8	30	111,4	967,6
115,54	40	115,6	969,8	40	116,1	969,8
119,40	50	119,2	971,2	50	119,8	971,2
123,24	60	123,0	974,4	60	123,9	974,4
127,07	70	126,9	976,1	70	127,3	976,1
130,89	80	130,7	980,1	80	131,1	980,1
134,70	90	134,7	982,3	90	135,1	982,3
138,50	100	138,5	984,7	100	138,2	984,7

Tabulka 4.12: Naměřené a vypočtené hodnoty pro platinové odporové snímače

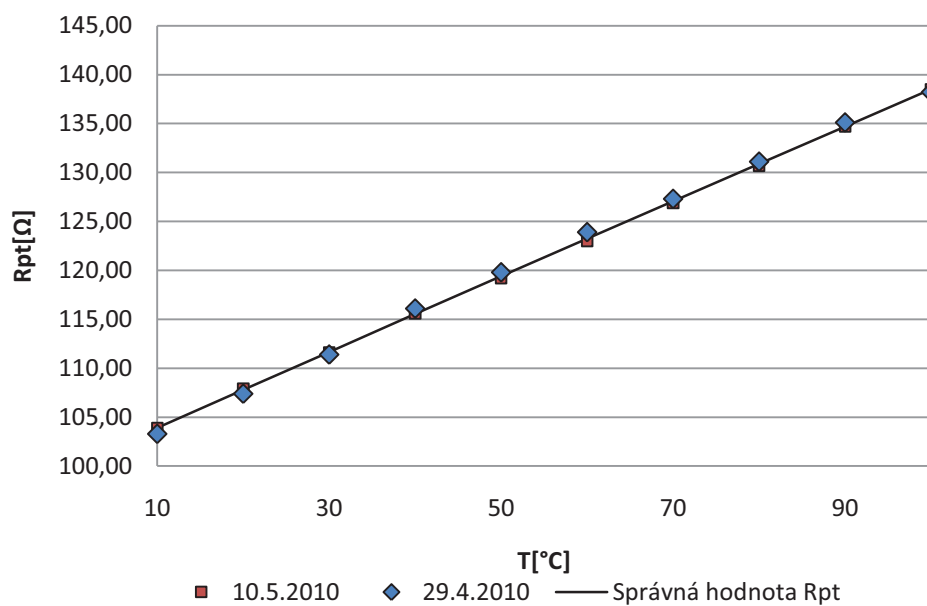
Hodnota R_{ptv} udává vypočítanou hodnotu odporu platinového snímače teploty dle vzorce 4.17. Jedná se tedy o reálnou hodnotu, kterou bychom měli změřit. Při prvním měření byla chyba větší, pravděpodobně způsobena velkým přístupem vzduchu. V prohřátí snímače by problém neměl být. Kalibrátor prohřívá celé těleso snímače tři minuty.

Rozdíl hodnot na platinovém snímači



Obrázek 4.12: Rozdíl naměřených a teoretických hodnot na platinovém odporovém snímači

Závislost změny výstupního napětí na změně teploty na snímači teploty



Obrázek 4.13: Závislost změny U_{avg} na změně teploty na platinovém odporovém snímači

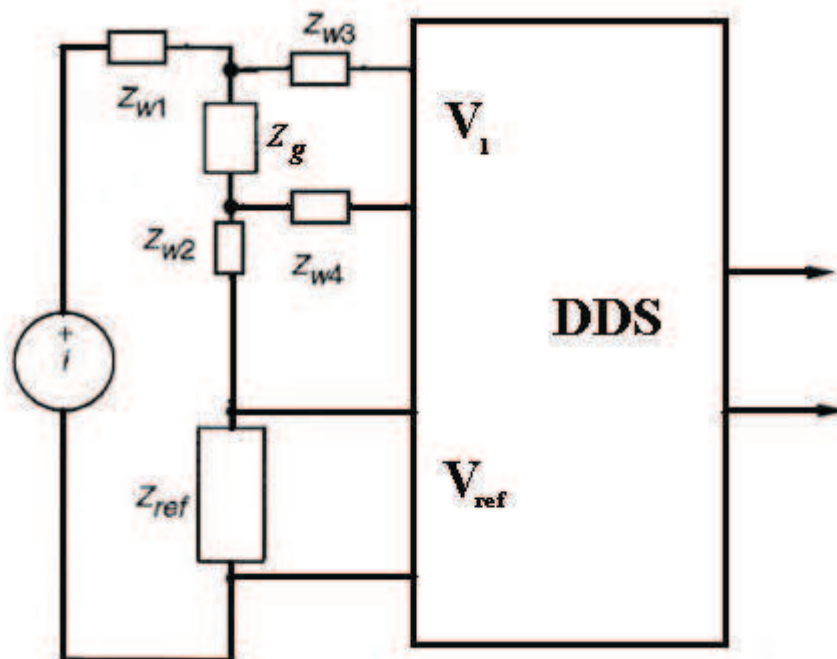
4.5.6 Výsledky měření

Při prvních měřeních byl hlavní problém především výsledky měření, přestože výsledná střední hodnota měla stejný sklon. Tudíž byl problém v opakovatelnosti měření. To souvisí především v tom, že původně byl přípravek sestaven na nepájivém poli. Naletování smyčky s uzemněnou zátěží a vytvoření zdroje výrazně zlepšilo opakovatelnost měření. Jak je vidět z měření v tabulkách č. 4.11 a 4.12. Další možností ke zlepšení přesnosti měření by bylo zakoupení přesnějších součástek. Především ale ve vytvoření výstupního bloku. Integrační článek není dostatečně přesný, přestože plní požadovanou funkci. Ideální řešení by bylo zapojení s pomocí OZ.

Smyčka plní kompenzaci přírodních vodičů. Vzhledem k ceně součástek (250 Kč včetně univerzální desky) ji lze využít v průmyslové praxi na kompenzaci odporu přírodních vodičů.

5 ANDERSENOVA SMYČKA

Byla vyvinuta v NASA pro zvýšení přesnosti měření teplot na vzdálených místech[10]. Je často srovnávána s Wheatstoneovým můstkem. Ten je tvořen pasivními prvky. Andersenova smyčka je tvořena minimálně jednou dvojitou sčítačkou. Ta prakticky řečeno nesčítá, ale odčítá. Na jejím výstupu je rozdíl dvou vstupních signálů. Jejich počet lze jednoduše vypočítat jako počet našich snímačů. Na obr. 5.1 je vidět základní zapojení Andersenovy smyčky.

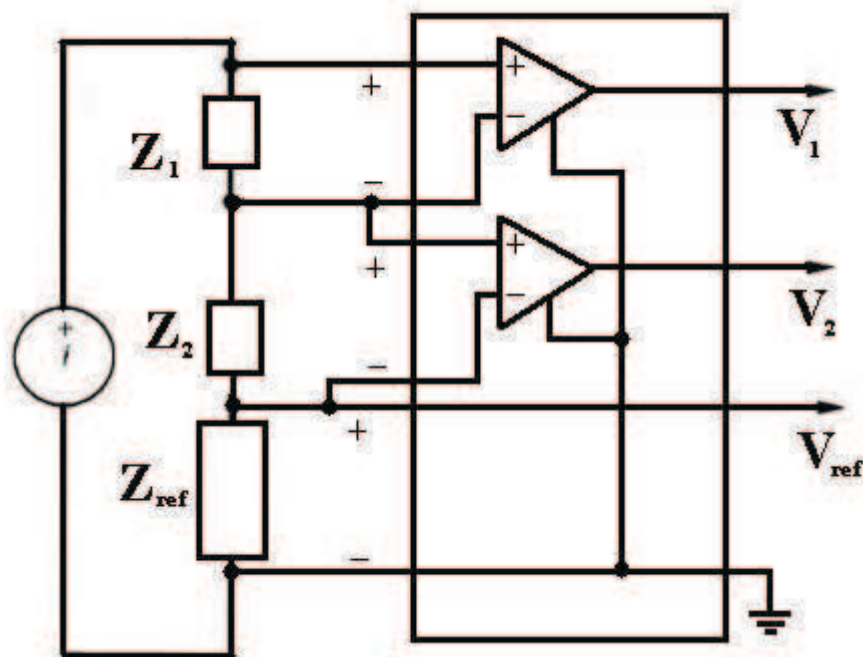


Obrázek 5.1: Schéma Andersenovy smyčky

Prvek označený jako DDS má v anglické literatuře pojmenování dual-differential subtractor. Tento prvek přenese na výstup rozdíl mezi dvěma vstupními napětími V_1 a V_{ref} zesílené o A_1 a A_2 . Výstup není ovlivněn vstupním rozdílem potenciálů ani vnitřním rozdílem potenciálů. Rovnici pro ideální DDS můžeme tedy napsat:

$$V_{výstup} = A_1 V_1 - A_2 V_{ref} \quad (5.1)$$

Protože u A_1 a A_2 může výrobce zvolit libovolné zesílení, mohou mít A_1 a A_2 rozdílný vliv na výstup vzhledem k různému zesílení. Prakticky je DDS řešeno pomocí více operačních zesilovačů. Celé zapojení na obr. 5.1 můžeme překreslit s využitím operačních zesilovačů. Andersonova smyčka se prakticky skládá ze dvou hlavních částí: jednou z nich je DDS a druhou je čtyřsvorkové měření impedancí.



Obrázek 5.2: Vnitřní schéma Andersenovy smyčky

Z tohoto schématu je vidět výhoda Andersenovy smyčky. Pokles napětí na přívodních vodičích Z_{w1} a Z_{w2} není do měření zahrnut. Měří se pokles pouze na zátěžích. Také to znamená, že do smyčky se snímači jich může být zahrnuto tolik, kolik je potřeba. Smyčkou teče konstantní proud i . Pokles na vodičích Z_{w3} , Z_{w4} nemusíme uvažovat, jelikož operační zesilovače mají vstupní odpor v řádech desítek $M\Omega$. Velikost přívodních vodičů je maximálně pouze v desítkách Ω .

Referenční napětí zůstává konstantní. Impedanci Z_{ref} volíme tak, aby byla stejná, jako základní hodnota impedance Z_1 a Z_2 . Díky tomu můžeme výstupní napětí V_1 vyjádřit jako funkci změny Z_1 a výstupní napětí V_2 jako funkci změny ΔZ_2 .

$$V_1 - V_{ref} = i(Z_1 + Z_1) - iZ_1 \quad (5.2)$$

$$\text{Po odečtení získáme: } V_1 - V_{ref} = iZ_1 \quad (5.3)$$

Dochází zde (na rozdíl od Wheatstoneova můstku) k lineární změně výstupního napětí v závislosti na lineární změně impedance zátěže.

5.1 Topologie Andersenovy smyčky

Lze využít více snímačových impedancí, protože pokles napětí na nich není důležitý, dokud není využit jako vstup do DDS. Na DDS můžeme sledovat napěťové poklesy mezi dvěma různými impedancemi (a není nutné, aby byly sousedící) ve smyčce. Výstup operačního zesilovače reprezentuje okamžitý rozdíl mezi dvěma

snímačovými impedancemi, podobně jako Wheatstoneův můstek reaguje na změnu impedancí snímačů v jednotlivých ramenech. Příklad tohoto je na obr. 5.2. Každá změna snímačových impedancí je na výstupu realizována jako rozdíl mezi pozorovanými impedancemi. Tento přístup nám umožní minimalizovat vliv šumu z okolního prostředí. S využitím operačních zesilovačů a zesílení A_1 a A_2 lze každý vyrobený snímačový prvek použít bez dalších úprav. Lineární aproximace závislosti změny výstupu na změně impedance pro jeden snímačový prvek ve Wheatstoneově můstku lze vyjádřit tímto vzorcem:

$$U_{out} = \frac{i\Delta Z}{2} \quad (5.3)$$

Protože Andersonova smyčka nevyužívá napěťových děličů na zajištění aktivního dělení, není zde dvojka ve jmenovateli ekvivalentního vzorce pro výpočet závislosti změny výstupu na změně impedance snímače. Díky tomuto je na vstupu Andersonovy smyčky dvojnásobné napětí ve srovnání s ekvivalentním Wheatstoneovým můstkem. Je běžnou praxí v laboratořích získávat naměřené hodnoty pomocí konstantního proudu tekoucího skrz dvě či více sériově zapojené impedance. Pomocí voltmetru lze zjistit poklesy napětí na jednotlivých impedancích. Tento přístup požaduje rozsah a dostatečné rozlišení voltmetru k pozorování malých rozdílů (v řádu mikrovoltů) mezi velkými napětími (v řádech voltů).

5.2 Výhody Andersonovy smyčky

5.2.1 Vodiče a konektory

Lze použít většinu vodičů a konektorů. Můžeme proto volit takové, aby přežily v daném prostředí co nejdéle místo toho, aby byly voleny s ohledem na minimalizaci velikosti odporu přírodních vodičů. Díky tomu můžeme použít lehčí a menší svazky vodičů mezi senzory a zařízeními na zpracování signálu.

5.2.2 Snímače

Není nutné mít předem určený pevně daný počet snímačů jako u můstkových metod. Jednotlivé snímače mohou být použity vícenásobně jako výpočetní nebo kompenzační prvek. Toho docílíme tak, že výstup toho samého snímače použijeme pro vstup více operačních zesilovačů. Můžeme tak stejnou impedanci pozorovat různým počtem operačních zesilovačů a bude se jevit jako jakákoliv požadovaná veličina na mnoha různých výstupech. Díky tomu můžeme kalibrovat a kompenzovat až po instalaci. Stejný proud může vést skrz několik rozptýlených snímačových impedancí podobně jako u čtyřvodičového zapojení. Precizní sumarizace sum a rozdílů ve změnách

impedancí snímačů nehledě na jejich fyzické rozmístění nám umožní získat velice přesné měření teploty s využitím odporových teplotních snímačů v široce rozptýlené oblasti. Snížená citlivost a nestabilita způsobená dlouhými přívodními vodiči ve vnitřním mostu může být eliminována, aby neměla vliv při návrhu systému.

5.2.3 Snížený budící proud

V případě, že máme čtyři snímačové impedance, zapojíme je typicky do Wheatstoneova můstku. Tyto impedance jsou tedy zapojeny spíše sériově než sérioparalelně. Zátěž na budícím proudu je tedy $4Z$ místo Z . Andersonova smyčka má dvojnásobnou citlivost oproti Wheatstonově můstku. Stejného výstupního signálu docílíme pomocí jedné čtvrtiny budoucího proudu požadovaného pro Wheatstoneův můstek.

5.2.4 Oddělení stejnosměrného proudu

Pokud se připojí snímaná impedance např. tenzometr pomocí termočlánekového drátu a ne pomocí klasického Wheatstoneova můstku, potom změna signálu je dohromady termoelektrická a impedanční změna. V případě stejnosměrného buzení se tyto signály chovají jako vzájemný šum. Některé formy buzení jsou typicky používány pro identifikaci samostatně se generující (termoelektrického) a nesamostatně se generující se (změna impedance) změny signálu. Funkce DDS v obvodu může být použita tak, že impedanční a termoelektrický signál se nekříží ani s budícím stejnosměrným proudem. Bez přídavných přívodních vodičů mohou být neustále pozorovány změny odporu a teploty.

5.3 Nevýhody Andersenovy smyčky

Andersonova smyčka využívá aktivní prvky, abychom mohli realizovat DDS. Nevýhody tohoto zapojení jsou tedy spojeny s nevýhodami při využití aktivních prvků, více než s nevýhodami jenom pasivních prvků použitých na uskutečnění funkce analogové sčítačky. Výhody Andersonovy smyčky ale často převýší nevýhody.

5.3.1 Šum

Přidání aktivního prvku do měřicího obvodu může přidat či zvýšit šum. To je pochopitelně pravda i pro Andersonovu smyčku. Andersonova smyčka díky svému vnitřnímu zapojení zajišťuje dvojnásobnou velikost signálu než srovnatelná topologie Wheatstoneova můstku. Šum prostředí bývá mnohem větší než šum způsobený operačními zesilovači. V praxi je úroveň elektrického šumu na výstupu aktivní sčítačky

stejná, jako úroveň šumu na výstupu ekvivalentního Wheatstoneova můstku. V Andersonově smyčce odstup signál šum na výstupu pro stejnou úroveň zlepší měření o skoro 6 dB. Toto je velká výhoda pro měření v prostředí s velkým výskytem šumu.

5.3.2 Cena

Klíčový rozdíl mezi Wheatstoneovým můstkem a Andersonovou smyčkou je využití alespoň jednoho operačního zesilovače. V současnosti lze koupit součástky pro jednoduchý systém do 30 korun. Velice dobré součástky lze pro jednu sčítačku koupit do 200 korun. Více snímačů v Andersonově smyčce lze využít v kombinaci pro vícenásobnou sčítačku integrovanou v obvodovém čipu. Ten může zároveň obsahovat napěťové reference a budící regulační funkce. Zdroj energie, zesílení filtrování, buzení atd. požadované pro celkové zpracování funkce signálu zůstávají stejné jako pro Wheatstoneův můstek. Avšak požadavky Andersonovy smyčky na budící energii mohou být podstatně nižší.

6 ZÁVĚR

Cílem práce bylo seznámit se s problematikou korekce vlivu přírodních vodičů u odporových snímačů. Nejprve jsme se blíže seznámili s odporovými snímači, a to především platinovými teplotními a tenzometry.

Ve třetí kapitole byl vypracován krátký přehled běžně používaných metod sloužících k eliminaci odporu přírodních vodičů. Především vícevodičová zapojení, Wheatstoneův můstek a linearizační metody. Principy jednotlivých zapojení byly popsány na příslušných obrázcích.

Čtvrtá kapitola se zabývá smyčkou s uzemněnou zátěží. U ní byl v programu MultiSim simulován vliv jednotlivých prvků na střední hodnotu výstupního napětí. Výsledky simulací jsou uváděny v tabulkách. Veškeré změny výsledného napětí jsou uvedeny v procentech pro lepší přehlednost. Byl vysvětlen její princip, který je založen na Howlandovu schématu. Byl proveden návrh obvodu s uzemněnou zátěží. Tomuto obvodu byl navržen zdroj a výstupní obvod. U obojího byly splněny požadavky na funkci přesnost a vzhledem k možnému využití v průmyslu i ceně. Praktické měření bylo prováděno nejprve s generátorem. Po té, co byl realizován zdroj signálu, byla měření prováděna vždy s ním

Pátá kapitola je věnována Andersonově smyčce. Nové metodě pro aktivní kompenzaci odporu přírodních vodičů. Byla vyvinuta v laboratořích NASA. Slouží na velmi přesná měření kde je nutná vysoká kompenzace. Byl popsán princip tohoto zapojení a hlavní výhody, mezi které patří zejména využití vodičů a snímačů, které mají větší výdrž v požadovaném prostředí. Nevýhody jsou spojeny s využitím aktivních prvků, tedy zvýšený vliv šumu a cena.

Literatura

- [1] Tapan Kr. Maiti and Asim Kar, *Novel remote measurement technique using resistive sensor as grounded load in an opamp based V-to-I converter*, IEEE Sensors journal, Vol. 9, No.3, March 2009 str. 244-245
- [2] Punčochář Josef, *Operační zesilovače v elektronice*, 5. Vydání Praha:BEN technická literatura 2002 ISBN 80-7300-059-8.
- [3] Analog Devices OP-07 datasheets 2002 U.S.A.
- [4] Hewlett Packard HSMP-38XX and HSMP-48XX Series 1999
- [5] GME rezistory 0,6W s kovovou vrstvou
- [6] National semiconductor datasheet LM555 2006
- [7] Česká Republika. Ministerstvo průmyslu a obchodu. Vyhláška ze dne 11. července 2006, kterou se stanoví požadavky na snímače teploty používané jako součást stanoveného měřidla. In *Sbírka zákonů*. 2006, 120, 381, s. 5004-5022
- [8] ZEHNULA, Karel. *Snímače neelektrický veličin*. Praha: SNTL, 1983. 372 s.
- [9] RIPKA, Pavel; ĎAĎO, Stanislav; KREIDL, Marcel; Novák, Jiří. *Senzory a převodníky*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2005. 130 s. ISBN 80-01-03123-3.
- [10] Anderson Karl, "The new current loop: An instrumentation and measurement circuit topology," IEEE Instrum. Meas., vol. 46, str. 1061–1067, Oct. 1997.
- [11] GESCHIEDTOVÁ, Eva; REZ, Jiří; STEINBAUER, Miloslav. *Měření v elektrotechnice*. Brno: VUT, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT , 2002. 241 s.
- [12] HORN, G.; HUIJSING, J.: *Integrated Smart Sensors – Design and Calibration*. Kluwer Academic Publisher, 1998, ISBN 0-7923-8004-5
- [13] KESTER, W.: *Practical design techniques for sensor signal conditioning*. Analog Devices, 1999, kapitola 2, ISBN 0-916550-20-6